

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño y creación de un convertidor elevador con las etapas de
potencia, actuación y sensado.**

**Víctor Manuel García López
Tutor: Alberto Sánchez González
Ponente: Ángel de Castro Martín**

Septiembre 2014

Agradecimientos

Me gustaría comenzar este Trabajo Fin de Grado dando las gracias a todas aquellas personas que, de un modo u otro, han ayudado durante estos años a que yo llegue hasta donde estoy ahora.

En primer lugar me gustaría dar las gracias a mi madre y a mi hermano, por todo su apoyo y por estar siempre ahí. También a mi padre que, aunque no haya podido verme terminar este grado, siempre me apoyó.

No podría olvidarme de los amigos más veteranos, Alberto, Mario, Quique, Fran, Miguel, Ángela y Sergio; ni de los más recientes pero que ya son cómo amigos de toda la vida, Sergio (Chubi).

Tampoco puedo dejar fuera a '*La Jaula*': Álvaro, Andrea, Bea, Fran y Miri, muchas gracias por todos esos momentos de risas y conversaciones sin sentido que ayudan a relajar el estrés.

Por último, me gustaría dar las gracias a la gente más cercana al desarrollo del TFG, comenzando por mis compañeros de clase, que han ayudado a hacer más entretenidas las clases y me han ayudado en innumerables ocasiones, especialmente Álvaro, Beatriz Cevantes, Beatriz Cid, Carlos, Javi, Mario, Raúl y Nieves.

Por último, me gustaría agradecer al ponente de mi TFG, Ángel de Castro, por la ayuda prestada en más de una ocasión, y cómo no, a mi genial tutor, Alberto Sánchez, por toda su ayuda, sin la cual no habría sido posible realizar este TFG, y por estar siempre disponible para responder mis dudas (por numerosas que fueran), incluso durante sus vacaciones. Muchas gracias.

Resumen

Con el paso de los años y el aumento que se ha ido produciendo en el uso de dispositivos electrónicos, ha aumentado también el número de convertidores de corriente alterna a corriente continua (AC/DC). La conversión AC/DC es una tarea fácil de conseguir, pero los sistemas más sencillos conllevan un bajo factor de potencia, lo que a gran escala trae consigo grandes problemas como una mayor demanda de corriente para el mismo trabajo. Por ello desde hace numerosos años se realizan técnicas conocidas como corrección de factor de potencia, que permiten rectificar la corriente alterna pero manteniendo un alto factor de potencia. Aunque estas técnicas pueden ser realizadas con controladores analógicos, el uso de dispositivos digitales presenta grandes ventajas, por lo que es habitual ver en ámbitos de investigación correctores digitales.

Este Trabajo Fin de Grado consiste en la realización de un convertidor conmutado de corriente alterna a corriente continua para ser controlado de forma digital para realizar corrección de factor de potencia. Para ello, se presentará el diseño de la etapa de potencia del convertidor, y todos los elementos necesarios para su control. Dado que el regulador será digital, el convertidor diseñado también contendrá elementos como ADCs (*Analog to Digital Converter*) para la digitalización de magnitudes físicas como tensiones y corrientes, previo acondicionamiento de señal necesario. Por último, dado que el convertidor conmutado genera gran cantidad de ruido, el diseño aislará las etapas de potencia y de control.

En particular, se presentará el diseño de un convertidor elevador para la realización de corrección de factor de potencia, junto a todos los componentes necesarios para su control, incluyendo actuación y sensado. Además, se presentará el diseño de un PCB (*Printed Circuit Board*) de dicho convertidor, su construcción y las pruebas experimentales realizadas después de dicha fabricación. Dichas pruebas experimentales no incluyen la corrección de factor de potencia (que no es una tarea trivial), sino que probarán que las diferentes partes del convertidor diseñado funcionan correctamente.

Palabras clave: electrónica de potencia, convertidor conmutado, corrección de factor de potencia, diseño de circuitos impresos.

Abstract

Over the years and the increasing use of electronic devices, there has also been an increase in the quantity of alternating current to direct current converters (AC/DC). AC/DC conversion is easy to achieve, but the simplest systems usually entail a low power factor which, on a broad scale, leads to big issues such as a higher current consumption for the same job. Consequently, since many years ago, some techniques known as power factor correction have been used. These techniques allow rectifying the alternating current but, at the same time, they maintain a high power factor. Although these techniques can be done with analogic controllers, the use of digital devices brings great advantages, so it is usual to see them in fields of research.

The goal of this work is making a switching converter from alternating current to direct current to be controlled digitally in order to accomplish power factor correction. To this end, the design of the power stage will be shown, as well as every component needed for its control. Since the regulator will be digital, the designed converter will also have some components as ADCs (Analog to Digital Converter) for the digitalization of physical magnitudes as voltages or currents, after they are conditioned. Lastly, since the switching converter generates a big amount of noise, the design will isolate the power stages and the control stages.

Particularly, the design of a boost converter used to power factor correction will be shown, as well as every component necessary for its control, including actuation and sensing. In addition, the design of a PCB (Printed Circuit Board) of this converter will be shown, its construction, as well as some experimental results done after its fabrication. These experimental results do not include the power factor correction (which is not a trivial task), but they will show that the different parts of the designed converter work correctly.

Keywords: power electronics, switching converter, power factor correction, design of printed circuits

Índice

Agradecimientos	I
Resumen	III
Abstract.....	V
1.Introducción	1
1.1. Motivación y objetivos.....	1
1.2. Estructura de la memoria.....	2
2. Conceptos teóricos	3
2.1. Rectificadores.....	3
2.2. Convertidores continua-continua (DC-DC).....	3
2.2.1. Convertidores lineales.....	4
2.2.2. Convertidores conmutados	4
2.3. Factor de potencia.....	10
2.3.1. Problemas de un bajo factor de potencia	11
2.3.2. Control del factor de potencia.....	11
3. Etapa de potencia	15
3.1. Diseño del convertidor boost	15
3.1.1. Diodo.	16
3.1.2. Bobina.....	16
3.1.3. Interruptor	17
3.1.4. Condensador de salida.	19
3.2. Elección del resto de componentes	19
3.2.1. Puente de diodos	19
3.2.2. Filtros de entrada y salida	20
4. Etapa de sensado	21
4.1. Acondicionamiento de señales	21
4.1.1. Aislamiento	21
4.1.2. Amplificación.....	22
4.2. Sensado de corriente.....	23
4.3. Sensado de tensión.....	25
4.4. ADC.....	28
5. Alimentaciones.....	31
6. Diseño de la placa PCB	33

6.1. Etapa de potencia.....	36
6.2. Etapa de sensado.....	36
7. Resultados experimentales	37
7.1. Etapa de potencia.....	37
7.1.1. Tensión de entrada continua	37
7.1.2. Tensión de entrada alterna	40
7.2. Etapa de sensado.....	42
7.2.1. Medición de tensiones.....	42
7.2.2. Medición de la corriente de entrada	43
7.3. Conclusiones de los resultados experimentales	44
8. Conclusiones	45
Anexo A: Esquemáticos	47
Etapa de potencia.....	47
Sensado de tensión	48
Sensado de corriente	49
Alimentación y digitalización	50
Anexo B: Glosario	51
Bibliografía.....	53

Índice de figuras

2.1: Diagrama de bloques de un convertidor CA.CC	4
2.2: Convertidor reductor	5
2.3: Convertidor elevador	6
2.4: Convertidor elevador con interruptor cerrado	7
2.5: Convertidor elevador CCM	8
2.6: Convertidor elevador DCM	8
2.7: Funcionamiento de convertidor elevador, corriente de entrada frente al tiempo	9
2.8: Configuración de convertidor con control de factor de potencia	12
2.9: Control de factor de potencia mediante uso de FPGA	13
3.1: Etapa de potencia	15
4.1: Optoacoplador	21
4.2: Amplificador operacional	22
4.3: Amplificador operacional configurado como restador	22
4.4: Sensado de corriente	24
4.5: Divisor resistivo	26
4.6: Sensado de tensiones	27
4.7: ADC y comparador analógico para la sincronización con la tensión de entrada	29
5.1: Alimentación	31
6.1: Capa superior	34
6.2: Capa posterior	34
6.3: Capa superior de la placa construida	35
6.4: Capa posterior de la placa construida	35
7.1: Gráfico comparativo: tensión de salida ideal y real frente al ciclo de trabajo	38
7.2: Tensión de entrada, tensión de salida, ciclo de trabajo del 20% y corriente de entrada	39
7.3: Tensión de entrada, tensión de salida, ciclo de trabajo del 50% y corriente de entrada	39
7.4: Gráfico comparativo: tensión de salida ideal y real frente al ciclo de trabajo	40
7.5: Tensión de entrada, tensión de salida y corriente de entrada para ciclo de tra- bajo del 50%	41
7.6: Gráfico comparativo: tensión de entrada acondicionada ideal y real frente tensión de entrada	43

Índice de tablas

7.1: Tensión de salida ideal y real según el ciclo de trabajo.....	38
7.2: Tensión de salida ideal y real frente a ciclo de trabajo	41
7.3: Tensión de entrada acondicionada ideal y real frente a tensión de entrada	42

1.Introducción

El presente Trabajo Fin de Grado consistirá en el diseño y la construcción de una placa PCB de un convertidor elevador que se utilizará para corrección de factor de potencia. Esto va a condicionar el diseño de dicha placa, haciendo necesario el uso de dispositivos digitales capaces de muestrear y acondicionar las distintas tensiones necesarias para corregir dicho factor de potencia

Tras su construcción se realizarán diversas pruebas experimentales, permitiendo así comprobar si el diseño y la construcción se han llevado a cabo de forma correcta, y permitiendo modificarlo en caso de no ser así.

1.1. Motivación y objetivos

El objetivo fundamental de este Trabajo Fin de Grado es el diseño y construcción de un convertidor elevador que va a ser utilizado para la corrección del factor de potencia.

Generalmente, todos los dispositivos eléctricos que conectamos a la red eléctrica necesitan una alimentación distinta a la que ésta suministra. Esto implica que, para alimentarlos, será necesario emplear algún tipo de convertidor que transforme la tensión de entrada de la red eléctrica a la que éstos necesitan.

El problema de esta transformación de tensión es que, para realizarla, es necesario utilizar componentes pasivos que van a producir un cierto desfase entre la corriente y la tensión entrantes al circuito, Dichos desfases producirán a su vez un bajo factor de potencia que deberá ser modificado para ajustar los diferentes dispositivos electrónicos a las regulaciones existentes.

En este caso particular, se quieren transformar los 230 V A.C. que suministra la red eléctrica, a 400 V D.C. Además, también se quiere que la placa a crear pueda tener distintos usos, por tanto, se sobredimensionarán algunos de los componentes, permitiendo así que puedan ser conectados a una mayor carga, y por tanto, que los atraviese una mayor corriente, y se incluirá la opción de alimentar ciertos componentes (como el ADC) con distintas tensiones dependiendo el uso que se vaya a dar a la placa

Además, puesto que se van a emplear tanto componentes digitales como analógicos, es importante que se utilice algún tipo de aislamiento entre ambas partes, de modo que el ruido producido en la etapa analógica (sobre todo en la etapa de potencia) no perjudique al funcionamiento de la etapa digital.

Ya que la corrección del factor de potencia no es el objetivo de este Trabajo Fin de Grado, dicha corrección no se realizará en la placa que va a ser fabricada, sino que se podrá llevar a cabo mediante el uso de una FPGA o un microcontrolador conectado a la placa. Sin embargo, para que esto sea posible, es necesario que el sistema de control reciba datos sobre las

corrientes y tensiones actuales del circuito, debido a esto el diseño contará con una etapa de sensado en la que se acondicionarán las señales para poder ser utilizadas por estos controladores.

1.2. Estructura de la memoria

En la presente memoria, se comenzará explicando los conceptos básicos sobre los distintos aspectos del diseño, es decir, la teoría sobre rectificadores, convertidores y factor de potencia, para después pasar a tratar el tema del diseño de un convertidor boost en concreto (que es el objetivo del Trabajo Fin de Grado).

El capítulo 2 tratará sobre dichos conceptos teóricos. En primer lugar se hablará sobre los rectificadores, siguiendo por los convertidores y sus distintos tipos (lineales, conmutados...) aportando algunos ejemplos, y por último sobre el factor de potencia, y cuál es el principal método para controlarlo.

A partir del capítulo 3 se hablará sobre el diseño del convertidor boost específico que se va a utilizar para éste trabajo.

El tercer capítulo tratará el tema de la etapa de potencia y la elección de los componentes específicos de esta etapa.

Tras esto se hablará sobre la etapa de sensado. Se tratará el tema del aislamiento necesario para separar la parte digital de la analógica en el diseño, la amplificación de las señales aisladas, así como los métodos utilizados para obtener las señales a sensar.

En el capítulo 5 se hará una breve explicación sobre la elección de las alimentaciones a utilizar en el circuito, así como el modo de conseguirlas.

Más tarde se tratará el tema del diseño de la placa PCB. Se argumentará la elección de los diferentes anchos de pistas para las distintas etapas, así como la disposición de algunos de los componentes.

En el séptimo capítulo se mostrarán los resultados obtenidos al probar el convertidor boost fabricado para distintos valores de tensión de entrada (tanto en corriente continua como en corriente alterna) así como diferentes ciclos de trabajo, para la etapa de sensado y de potencia del diseño.

Por último, se recogerán las conclusiones obtenidas con el desarrollo del trabajo.

2. Conceptos teóricos

En este capítulo, van a introducirse los principales conceptos que hay que conocer de cara al desarrollo del diseño. Puesto que el principal objetivo de este Trabajo Fin de Grado consiste en el diseño de un convertidor boost, y que este debe transformar la corriente alterna que nos suministra la red eléctrica europea a corriente continua, al mismo tiempo que se controla el factor de potencia, resulta imprescindible explicar cuál es el funcionamiento de un rectificador en primer lugar, así como de un convertidor (particularmente el boost).

Del mismo modo, se explicará qué es el factor de potencia, y cuáles son los principales problemas que puede traer consigo un bajo factor de potencia, así como el principal método empleado para solucionarlo.

2.1. Rectificadores

Se considera un rectificador a cualquier circuito que nos permite convertir una corriente alterna en una corriente continua. Para conseguirlo, se utilizan diodos.

Dependiendo del tipo de rectificación que se lleve a cabo, puede diferenciarse entre:

- Rectificación monofásica no controlada: formados únicamente por diodos. No aparece ningún sistema de control, los diodos funcionarán o no dependiendo únicamente de la fuente de alimentación.
 - Rectificación de media onda: se emplea solo para potencias bajas. El diodo conduce durante el semiciclo positivo y no conduce durante el negativo.
 - Rectificación de onda completa: se transforma la totalidad de la onda de entrada, creando a la salida una onda de valor constante que puede ser positiva (invirtiendo los semiciclos negativos en la de entrada) o negativa (invirtiendo los semiciclos positivos).
- Rectificación monofásica controlada: en ellos se sustituyen los diodos por tiristores. Permite controlar la tensión de salida del rectificador.
 - Rectificación síncrona: se suele utilizar en conversores DC-DC (*direct current to direct current*). En ellos se emplean MOSFETs (*Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor*) en lugar de diodos, permitiendo así reducir la caída de tensión en el dispositivo de conducción.

2.2. Convertidores continua-continua (DC-DC)

Los convertidores continua-continua son convertidores de potencia, que permiten obtener la tensión de salida deseada a partir de una determinada tensión de entrada, ambas, como su nombre indica, serán continuas.

Estos convertidores generalmente forman parte de un convertidor AC-DC (*alternating current to direct current*) de modo que, en primer lugar, se convierte de corriente alterna a una corriente continua determinada, y después, mediante el uso del convertidor DC-DC, se obtiene la tensión de salida deseada. Suelen seguir el esquema mostrado en la figura.

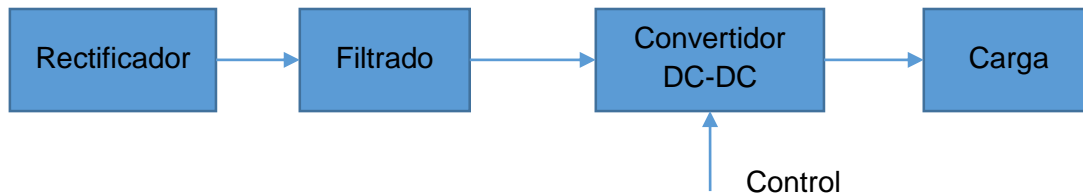


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un convertidor AC-DC

El uso principal de estos convertidores se da en fuentes de alimentación y en actuadores de motores eléctricos. Existen diferentes convertidores DC-DC como pueden ser los lineales y los conmutados.

2.2.1. Convertidores lineales

Se conocen como convertidores lineales aquellos cuyo funcionamiento se basa en la eliminación de potencia mediante disipación (se elimina la potencia sobrante en forma de calor). Este modo de funcionamiento hace que estos sistemas sean altamente ineficientes (el grado de ineficiencia dependerá de la tensión de entrada).

Tienen la ventaja de ser sistemas robustos, utilizar pocos componentes y no generar interferencias electromagnéticas. Sin embargo, sólo son capaces de reducir la tensión de entrada, nunca aumentarla, y suelen ser voluminosos y tener un bajo rendimiento.

2.2.2. Convertidores conmutados

Los convertidores conmutados son dispositivos de potencia cuyo funcionamiento se basa en la conmutación de interruptores (transistores). Dependiendo de una señal de control modulada como PWM (*Pulse Width Modulation*), el transistor dejará pasar la corriente o no, logrando así la tensión de salida deseada.

Aunque suelen emplear mayor número de componentes que los convertidores lineales, estos son de menor tamaño, lo que hace que el tamaño del circuito suela ser bastante inferior. Además son muy eficientes.

Las topologías más comunes de convertidores conmutados son la del convertidor buck, y la del convertidor boost, que veremos en los siguientes apartados. Como apoyo principal de los siguientes apartados se ha utilizado el libro *Fundamentals of Power Electronics* [1].

2.2.2.1. Convertidor buck

Se conoce también como convertidor reductor. Proporciona a su salida una tensión menor que la presente a su entrada. Su principal beneficio frente a un convertidor lineal es su alta eficiencia.

El esquema básico del convertidor buck puede observarse en la figura 2.2.

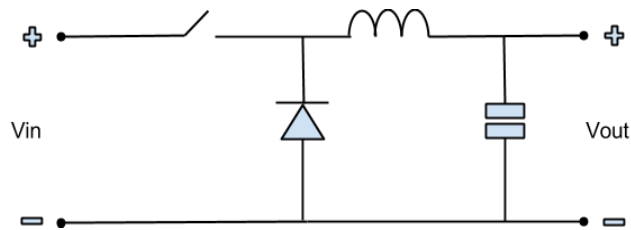


Figura 2.2: Convertidor reductor

Dependiendo de si circula o no corriente por la bobina, podemos diferenciar dos modos de funcionamiento:

- Modo de conducción continua (CCM): La corriente que circula por la bobina no llega nunca a anularse.
En un primer momento el interruptor está cerrado, por tanto, la corriente puede atravesarlo, y la tensión de entrada será mayor que la de salida (por ser un convertidor reductor). Debido a esto, la corriente que atraviesa la bobina en este intervalo de tiempo irá subiendo.
Una vez que el interruptor deja de conducir, comenzará a hacerlo en diodo, y por tanto, la corriente que atraviesa la bobina será ahora decreciente.
- Modo de conducción discontinua (DCM): este modo se produce cuando la bobina tiene suficiente tiempo como para descargarse totalmente, es decir, para que la corriente que la atraviesa se anule.

Puesto que no es el objetivo de este Trabajo Fin de Grado, no se entrará en más detalles en cuanto al funcionamiento del convertidor reductor.

2.2.2.2. Convertidor boost

El convertidor elevador, o boost según su nombre inglés, es un tipo de convertidor conmutado que proporciona a su salida una tensión mayor que la presente en su entrada. Esto se consigue almacenando energía en la bobina que está a la entrada del circuito cuando el interruptor está cerrado, mientras que dicha energía es liberada a la salida cuando el interruptor está abierto.

En este Trabajo Fin de Grado se ha diseñado un convertidor elevador para realizar corrección de factor de potencia. El esquema básico de un convertidor elevador se puede ver en la figura 2.3.

Como puede observarse en la figura, además de la bobina, y el interruptor principal, se encuentra un diodo (que también puede ser sustituido por un nuevo interruptor). Por último, se añade un condensador de salida para mantener estable el valor de la tensión de salida cuando el interruptor está cerrado.

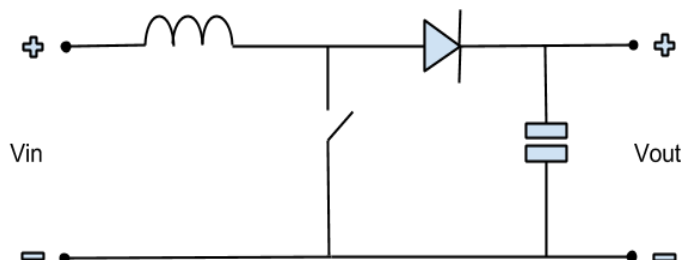


Figura 2.3: Convertidor elevador

El convertidor boost tiene tres estados de funcionamiento, dependiendo del modo de funcionamiento del diodo y el interruptor:

- Caso 1: el interruptor está cerrado.
- Caso 2: el interruptor está abierto, y el diodo conduce.
- Caso 3: el interruptor está abierto, y el diodo no conduce.

A continuación se analizará cada caso. En todos ellos se tendrán en cuenta las ecuaciones características de una bobina y un condensador respectivamente:

$$v_l = L * \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$i_c = C * \frac{dv}{dt} \quad (2)$$

Caso 1: Interruptor cerrado

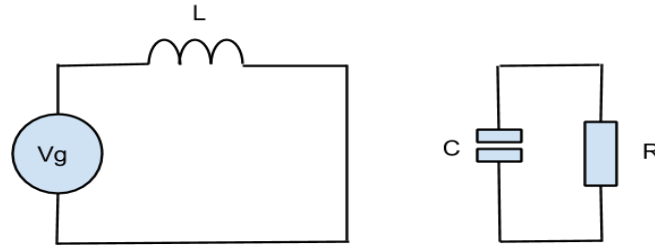


Figura 2.4: Convertidor elevador con interruptor cerrado

El funcionamiento para este caso es equivalente al mostrado en la figura 2.4. El interruptor está cerrado, por tanto deja pasar la corriente a través de él. Toda la corriente pasa por el interruptor y el diodo no recibe suficiente tensión como para que entre en modo de conducción.

La tensión entre los bornes de la bobina, v_l , será la misma que proporciona la fuente de tensión, v_g , y la corriente que atraviesa la carga, i_r , será la misma que aporta el condensador. Teniendo en cuenta esta condición, se pueden despejar la corriente de entrada y la tensión de salida de las ecuaciones (1) y (2):

$$di = v_l * \frac{dt}{L} = v_g * \frac{dt}{L} \quad (3)$$

$$dv = i_c * \frac{dt}{C} = -i_r * \frac{dt}{C} \quad (4)$$

Lo que se puede observar es que, cuando el interruptor está cerrado, la corriente crece en función de la tensión de entrada del convertidor. Por otra parte, la tensión de salida del convertidor cae en función de la corriente requerida por la carga del convertidor.

Caso 2: Interruptor abierto, diodo conduciendo: CCM

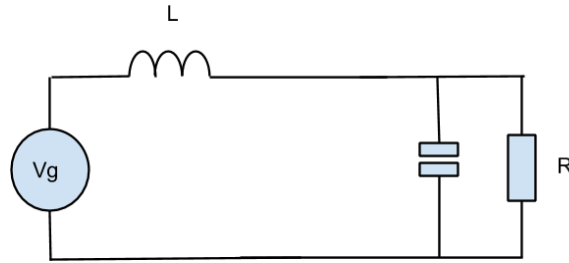


Figura 2.5: Convertidor elevador CCM

El interruptor está abierto, y el voltaje que llega al diodo permite que este conduzca. Como puede observarse en la figura 2.5, en este caso, la tensión que cae sobre la bobina (v_l) será la tensión en la entrada, menos la tensión en la salida ($v_g - v_{out}$), y la corriente que pasa por el condensador será la corriente que pasa por la bobina (i_l) menos la que pasa por la resistencia (i_r). Por tanto, despejando de nuevo de (1) y (2):

$$di = v_l * \frac{dt}{L} = (v_g - v_{out}) * \frac{dt}{L} \quad (5)$$

$$dv = i_c * \frac{dt}{C} = (i_l - i_r) * \frac{dt}{C} \quad (6)$$

Cuando el interruptor está abierto, la corriente decrece en función a la diferencia de tensión presente entre la entrada y la salida del convertidor, mientras que la tensión crece en función de la diferencia de corrientes entre el condensador de salida y la carga conectada al circuito.

Caso 3: Interruptor abierto, diodo no conduce: DCM

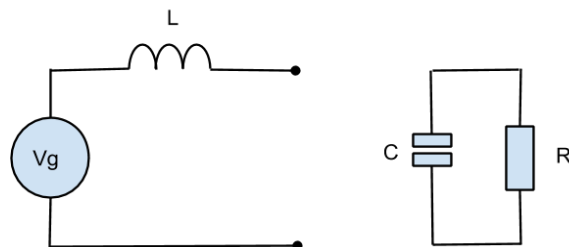


Figura 2.6: Convertidor elevador DCM

Para este último caso (figura 2.6), el interruptor está abierto, pero la tensión entre bornes del diodo no permite que este conduzca, por tanto, despejando una vez más en (1) y (2) tendremos:

$$di = 0 \quad (7)$$

$$dv = -i_c * \frac{dt}{c} \quad (8)$$

Como puede observarse, en estado DCM, la corriente de entrada es nula, ya que tanto el diodo como el interruptor no permiten que esta los atraviese. Además, la tensión de salida del convertidor cae en función de la corriente requerida por la carga del convertidor.

Régimen permanente

En este apartado vamos a analizar cuál será la tensión de salida dependiendo de la tensión de la que se disponga a la entrada del convertidor, y del ciclo de trabajo aplicado al interruptor. Para ello, analizaremos el funcionamiento del circuito en régimen permanente.

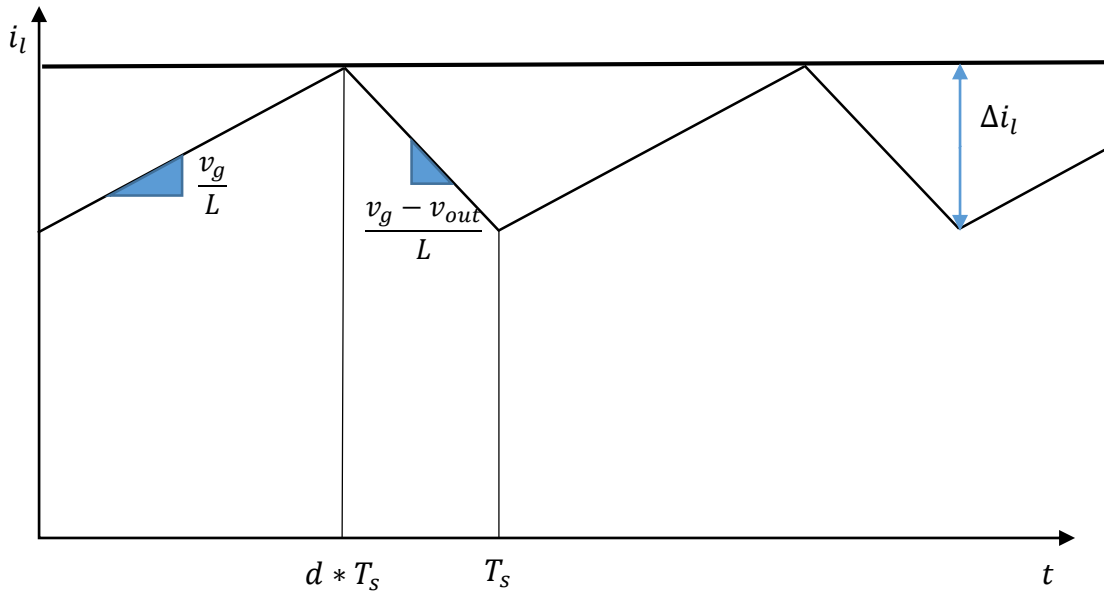


Figura 2.7: Funcionamiento de convertidor elevador, corriente de entrada frente al tiempo

La figura 2.7 muestra como varía la corriente que atraviesa la bobina con respecto al tiempo. Para calcular el valor de la tensión de salida, ha de analizarse la evolución de la corriente durante un ciclo de conmutación en régimen permanente (en la figura pueden observarse dos ciclos).

Las ecuaciones que van a emplearse para los cálculos corresponden al estado CCM, se omitirán las de DCM por simplicidad. Durante $d * T_s$ tenemos:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{v_g}{L} * d * T_s \Rightarrow L = \frac{v_g}{\Delta i_L} * d * T_s \quad (9)$$

Y durante $(1-d) \cdot T_s$:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{v_g - v_{out}}{L} * d * T_s \Rightarrow \Delta i_L = \frac{v_g - v_{out}}{L} * (1 - d) * T_s \quad (10)$$

Como puede observarse en la figura 2.7, la variación en la corriente es la misma para ambos periodos y, por tanto, la suma de ambas deberá ser igual a cero. Utilizando (3) y (5):

$$v_g * \frac{dt}{L} + (v_g - v_{out}) * \frac{dt'}{L} = 0 \quad (11)$$

Sustituyendo la variación en el tiempo por cada periodo de tiempo correspondiente:

$$v_g * \frac{d}{L} + (v_g - v_{out}) * \frac{(1-d)}{L} = 0 \quad (12)$$

Simplificando y desarrollando se obtiene:

$$v_g * d = -v_g + v_g * d + v_{out} - v_{out} * d \quad (13)$$

Lo que, después de reordenar términos, queda como:

$$v_g = v_{out} * (1 - d) \quad (14)$$

Y por tanto:

$$v_{out} = \frac{v_g}{1-d} \quad (15)$$

2.3. Factor de potencia

Se conoce el factor de potencia como la relación entre la potencia activa y la potencia aparente de una determinada red eléctrica. Todos los dispositivos eléctricos consumen energía de la red eléctrica y la transforman, generalmente a otro tipo de energía. Dicha energía, que es consumida por los dispositivos, se conoce como potencia activa (P_a).

Además de la potencia activa, también existe otro tipo de potencia, formada por la energía que queda entre la red eléctrica, y el aparato eléctrico. A ésta se la conoce como potencia reactiva (P_r), y es necesaria para que los distintos aparatos eléctricos creen los campos magnéticos necesarios para su correcto funcionamiento. La suma de la potencia activa y la potencia reactiva es lo que se conoce como potencia aparente, y nos permite obtener un valor para el factor de potencia:

$$PF = \frac{P_a}{\sqrt{P_a^2 + P_r^2}} \quad (16)$$

El factor de potencia, que variará entre 0 y 1, indica si hay o no desfase (y si éste es alto o bajo) entre la corriente y el voltaje. A menor factor de potencia, mayor desfase habrá.

Para el desarrollo de los siguientes puntos se han empleado fundamentalmente las referencias [2] y [3].

2.3.1. Problemas de un bajo factor de potencia

El hecho de que se produzca un reducido factor de potencia trae consigo diversos problemas.

Para comenzar, cuanto menor sea el factor de potencia, mayor potencia reactiva habrá y, por tanto, mayor será la cantidad de potencia que debe ser soportada pero que no será consumida. Esto nos obliga a tener que utilizar componentes y conductores de un mayor tamaño para que puedan soportar tal potencia. Esta potencia extra va a hacer que haya una corriente más alta de la esperada, y eso hará que haya mayores pérdidas por efecto Joule (calentamiento de componentes). Además los distintos componentes se sobrecargarán reduciendo su vida útil. Por último, este aumento en la corriente va a hacer que se produzca una caída de tensión en las cargas, lo que puede hacer que no funcionen correctamente.

Además, el hecho de operar con un factor de potencia bajo afecta también a la red eléctrica, y en caso de producirse en gran escala (muchos usuarios conectados a la red operando con un factor de potencia bajo) puede hacer que disminuya la calidad del servicio, produciéndose cortes de energía o subidas y bajadas de tensión.

La importancia del factor de potencia queda reflejada en normativas eléctricas como la publicada por la *International Electrotechnical Commission* (IEC) y numerada como IEC 61000-3-2. Este estándar limita el contenido armónico en la red eléctrica causado por los dispositivos conectados a la red eléctrica. Dicha normativa contempla cuatro clases de dispositivos con sus limitaciones particulares. La clase B define el equipamiento portátil y los sistemas de soldadura por arco. La clase C contempla las limitaciones de los equipos de iluminación y es la más restrictiva. La clase D agrupa los dispositivos por debajo de 600 W que pueden provocar gran impacto en la red eléctrica, como pueden ser los ordenadores personales, televisiones y monitores. Por último, la clase A engloba a todo el equipamiento no englobado por las clases anteriores.

2.3.2. Control del factor de potencia

El principal método para corregir un factor de potencia bajo se encuentra en el uso de un doble lazo. Un primer lazo de corriente, para controlar la corriente de entrada y conseguir la corrección de factor de potencia, y uno de tensión, para controlar la tensión de salida.

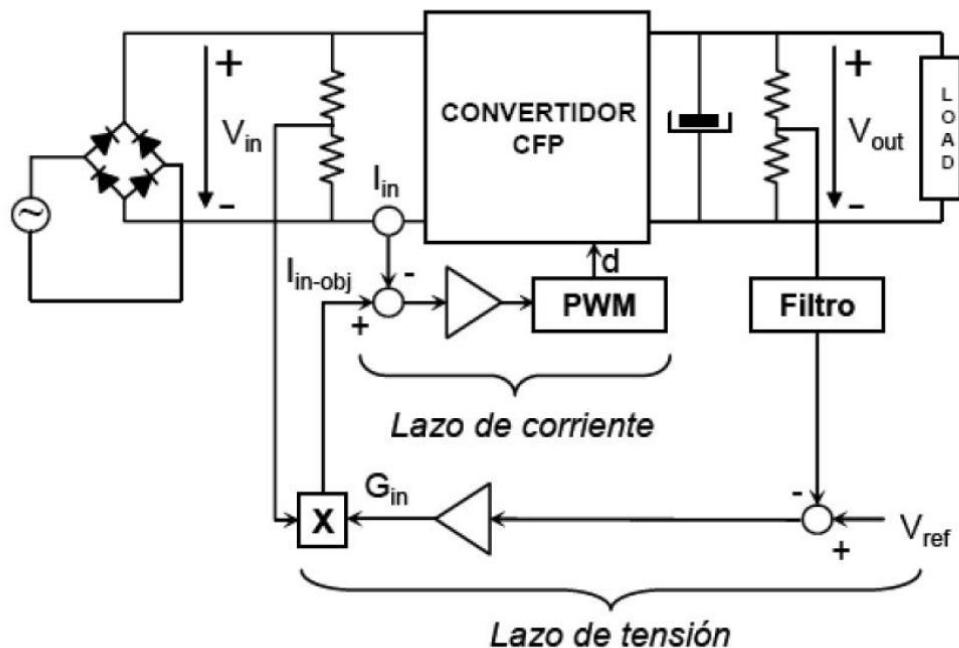


Figura 2.8: Configuración de convertidor con control de potencia

En la figura 2.8 puede apreciarse el esquema básico utilizado para el control de factor de potencia mediante doble lazo y utilizando un convertidor elevador. El lazo de tensión (de frecuencia mucho más baja que el de corriente) compara la tensión de salida con una cierta referencia de tensión y genera un parámetro llamado G_{in} que representa la conductancia de entrada (inverso de la resistencia) necesaria para alcanzar la tensión de salida deseada. Por su parte, el lazo de corriente conseguirá una corriente de entrada proporcional a la tensión de entrada para conseguir un alto factor de potencia. Para ello, medirá la corriente de entrada y la multiplicará por la conductancia de entrada. Esto generará una referencia que podrá ser comparada con la tensión de entrada real. Este lazo actuará directamente sobre el interruptor del convertidor elevador generando el ciclo de trabajo necesario teniendo en cuenta los cálculos descritos: corriente de entrada proporcional a tensión de entrada, y tensión de salida solicitada.

Como se ha comentado, el lazo de tensión tiene una frecuencia menor que el lazo de corriente. Debido a ello, la tensión de salida presentará cierto rizado dependiendo de la carga conectada al corrector de factor de potencia. Crear un lazo de tensión con mayor ancho de banda para intentar reducir el rizado sería contraproducente ya que degradaría el factor de potencia. Por ello, es necesario implementar dos lazos con frecuencias diferentes.

En el caso de este Trabajo Fin de Grado, el esquema que se seguirá para el control del factor de potencia será el que puede observarse en la figura 2.9

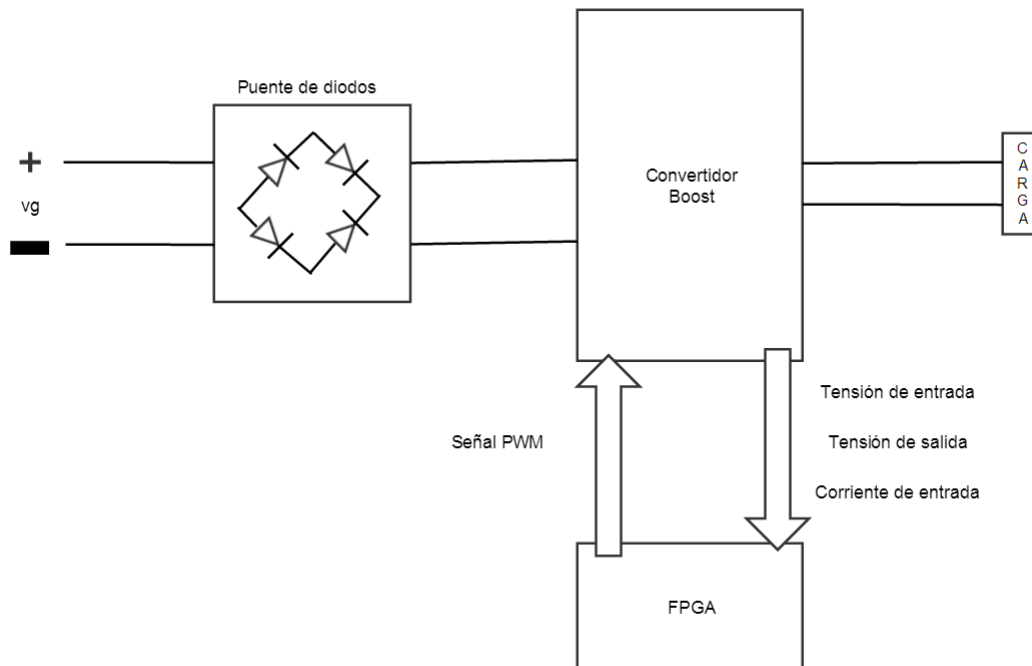


Figura 2.9: Control de potencia mediante uso de FPGA

La FPGA (*Field Programmable Gate Array*) de la figura será la encargada de realizar los lazos descritos en la figura 2.8. Para ello, recibirá las medidas necesarias: la corriente y la tensión de entrada, así como la tensión de salida y, a partir de ellos, calculará la señal de PWM correspondiente con la cual se controlará el interruptor del convertidor.

3. Etapa de potencia

A partir de este capítulo, la memoria se centrará en el diseño de una placa PCB para un convertidor boost que va a utilizarse para control de factor de potencia.

En primer lugar, se definirán los componentes necesarios para la etapa de potencia de la placa, es decir, el convertidor elevador, así como el puente de diodos y los condensadores necesarios, que actuarán como filtros. Todos los componentes a elegir pueden verse en la figura 3.1, que forma parte del esquemático creado para la creación de la placa PCB.

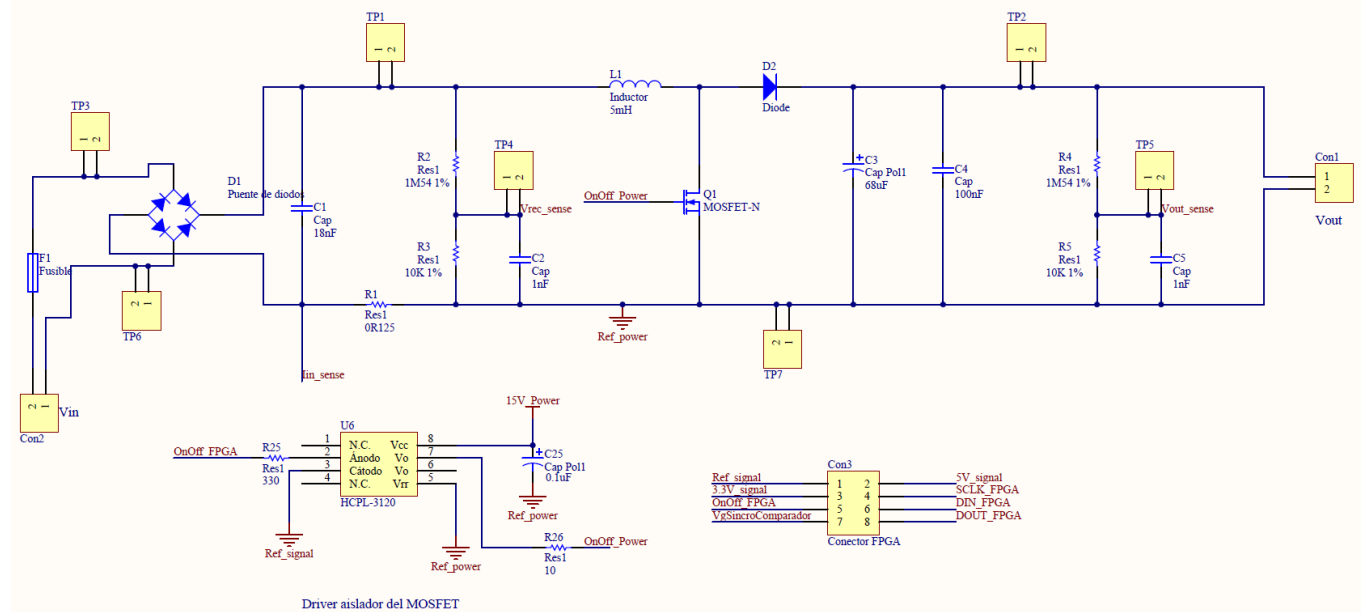


Figura 3.1: Etapa de potencia

En los siguientes apartados se explicará cuál ha sido la elección de los componentes, puesto que es imprescindible una correcta selección de éstos, especialmente en un convertidor de potencia.

3.1. Diseño del convertidor boost

Como se ha visto en el capítulo 2 (apartado 2.2.2.2), los principales componentes de un convertidor boost son un diodo, una bobina, un interruptor y un condensador de salida. Se deben elegir los componentes específicos a utilizar basándose en las especificaciones del diseño que se necesiten.

En particular se han propuesto las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada de 230 V A.C. (V_g).

- Tensión de salida de 400 V D.C. (V_{out}).
- Potencia nominal de 300 W (P_n)
- Frecuencia de conmutación de 100 kHz
- Rizado máximo de la corriente de entrada de 15% sobre corriente nominal:

$$\Delta i_l = 0,15 * I_{in} \quad (17)$$

- Rizado máximo de la tensión de salida de 5% sobre tensión nominal:

$$\Delta v_{out} = 0,05 * v_{out} = 0,05 * 400 = 20 \text{ V} \quad (18)$$

Por tanto, se elegirán unos componentes cuyas especificaciones sean compatibles con las del diseño propuesto.

3.1.1. Diodo.

A la hora de seleccionar un diodo se deben tener en cuenta especialmente dos parámetros: la corriente máxima en polarización directa y la tensión inversa máxima de ruptura.

Al trabajar con un convertidor elevador, y como se puede ver en el apartado 2.2.2.2, la máxima corriente que atravesará el diodo será igual a la máxima corriente de entrada, que puede calcularse como:

$$i_{Dmax} = \frac{P_{max}}{V_{gmax}} = 2 * \frac{P}{V_g * \sqrt{2}} = 1,844 \text{ A} \quad (19)$$

Por otra parte, la tensión máxima en inversa será igual a la tensión de salida, ya que la tensión de entrada periódicamente se hace nula al provenir de una fuente de corriente alterna. Por tanto, el diodo deberá resistir una tensión inversa de, al menos, 400 V. Se ha elegido el modelo VS-15ETL06P [4].

3.1.2. Bobina

Para la elección de la bobina, debe tenerse en cuenta la corriente nominal que la atravesará para así poder elegir la inductancia necesaria. La corriente de entrada al circuito coincide con la corriente que atravesará la bobina. Sabiendo esto y conociendo además la relación entre potencia, intensidad y voltaje:

$$P = I * V \quad (20)$$

Podemos obtener la corriente que pasará por la bobina en un determinado instante:

$$i_l = \frac{P_n}{V_g} = \frac{300}{230} = 1,304 \text{ A} \quad (21)$$

También tenemos que tener en cuenta el rizado de corriente que puede darse, y que calculamos como:

$$\Delta i_L = 0,15 * I_{in} = 0,15 * 1,304 = 0,196 A \quad (22)$$

Por tanto, el máximo valor de corriente que cruzará la bobina será de:

$$I_{L_{max}} = i_L + \Delta i_L = 1,304 + 0,196 = 1,5 A \quad (23)$$

La frecuencia de la tensión de entrada al boost es la tensión de la red eléctrica rectificada, es decir, 50 Hz rectificados, lo que son 100 Hz. Por tanto:

$$T_s = \frac{1}{100} = 0,01 s \quad (24)$$

y despejando d de (15):

$$d = \frac{v_{out} - v_g}{v_{out}} = 0,425 \quad (25)$$

Con esto, y utilizando (3):

$$\Delta i_L = \frac{V_{g_{max}}}{L} * d * T_s = 0,196 A \quad (26)$$

y puede obtenerse el valor que debe tener la bobina como:

$$L = \frac{v_g}{\Delta i_L} * d * T_s = \frac{230}{0,196} * 0,01 * 0,425 = 4,987 mH \quad (27)$$

3.1.3. Interruptor

Existen diferentes tipos de interruptores que pueden ser usados en convertidores conmutados, tales como MOSFETS, IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) y tiristores. Dada la relativamente baja corriente de este convertidor así como la relativamente alta frecuencia de conmutación, la mejor elección es usar un MOSFET:

Para dimensionar correctamente este componente, debe tenerse en cuenta cuál es la corriente máxima que lo atravesará, que tensión máxima deberá soportar entre drenador y fuente, así como la resistencia de pérdidas que éste presente.

El máximo valor de corriente que puede atravesar el MOSFET será el mismo que el que puede atravesar el diodo, es decir, el valor máximo de corriente de entrada, como ya hemos visto en el caso 1 del funcionamiento del convertidor boost, por tanto:

$$I_{Mosfet_{max}} = \frac{P_{max}}{V_{g_{max}}} = 2 * \frac{P}{V_g * \sqrt{2}} = 1,844 \text{ A} \quad (28)$$

Por otra parte, la tensión máxima que deberá soportar será:

$$V_{ds_{max}} = V_g * \sqrt{2} = 325,27 \text{ V} \quad (29)$$

Tras elegir un modelo de MOSFET que cumpla con estas características, tendrá que tenerse en cuenta la resistencia de pérdidas, es decir, deberá elegirse el MOSFET que menor resistencia en serie posea y que a la vez cumpla las anteriores especificaciones de corriente máxima y tensión máxima que debe soportar.

El modelo de MOSFET elegido ha sido el SiHG30N60E [5]. Este transistor soporta una tensión de hasta 600 V y una corriente de hasta 29 A. Como puede observarse, el componente se ha sobredimensionado. Esto se debe, además de para evitar su rotura en caso de que lo atravesase más corriente, para que la placa pueda adaptarse a otras aplicaciones. El componente presenta una resistencia de pérdidas de 0.104 Ω .

El control del MOSFET a través de su puerta vendrá de un microcontrolador o una FPGA, y éstos no ofrecerán la suficiente corriente así como la suficiente tensión como para activar el MOSFET. Por tanto, es necesario añadir un driver para que el circuito funcione de forma adecuada, como se mostrará en el siguiente punto.

Driver del MOSFET

Cómo se ha explicado anteriormente, puesto que el componente (microcontrolador o FPGA) que controlará el MOSFET no podrá suministrar la suficiente tensión ni corriente como para activar éste, resulta necesario el uso de un driver que se encargue de aumentar dichos valores, permitiendo así que el MOSFET opere correctamente.

Para elegir un driver habrá que tener en cuenta cuál será su corriente y tensión de entrada, así como que valores puede proporcionar a su salida, teniendo en cuenta además, que tendrá que estar aislado para evitar el ruido de la etapa de potencia.

En este caso, se ha elegido el modelo HCPL-3120 [6]. Se trata de un driver que contiene un optoacoplador empleado para conseguir aislamiento entre la parte digital y la de potencia (puede verse una explicación sobre el funcionamiento de los optoacopladores en el punto 4.1.1). Dicho driver proporciona a su salida una tensión que puede llegar hasta el valor con el que se encuentre alimentado, y el fabricante recomienda una alimentación para el componente de 15 a 30 V. En este caso, se alimentará el driver con 15 V. Las corrientes que aceptará el microcontrolador o la FPGA están en el rango de 7 a 16 mA.

3.1.4. Condensador de salida.

A la hora de elegir un condensador, ha de tenerse en cuenta su capacidad, la tensión máxima que tendrá que soportar y el tipo de condensador a utilizar. Puesto que el condensador de salida pertenece a la etapa de potencia, se utilizará un condensador electrolítico, ya que este tipo de componentes tienen una mayor capacidad. Por otra parte, el condensador que se utilice deberá soportar una tensión de 400 V más rizado que, como se calculó en (18), será de 20 V, por tanto:

$$V_{out_{max}} = V_{out} + \Delta V_{out} = 420 \text{ V} \quad (30)$$

La red eléctrica europea tiene una frecuencia de 50 Hz. Tras rectificar la tensión que ésta nos suministra utilizando el puente de diodos, obtenemos una onda del doble de frecuencia que la anterior, es decir, de 100 Hz. Sabiendo esto, así como la tensión de salida que se desea tener, la potencia nominal del circuito y el rizado máximo de voltaje, se puede obtener el valor necesario para el condensador de salida del convertidor:

$$C = \frac{P_{out}}{\omega_r * V_{out} * \Delta V_{out}} = \frac{300}{2 * \pi * 100 * 400 * 0,05 * 400} = 59,58 \text{ uF} \quad (31)$$

3.2. Elección del resto de componentes

3.2.1. Puente de diodos

El corrector de factor de potencia propuesto utiliza un puente de diodos para rectificar la tensión de entrada alterna. Para elegir dicho componente, es necesario tener en cuenta la tensión inversa que deberá soportar, así como la corriente máxima que lo atravesará y la caída de tensión en conducción.

Al igual que ocurre con el diodo, el puente de diodos deberá soportar tensiones inversas de 400 V y corrientes iguales a la corriente máxima de entrada, que ya se calculó en el capítulo 3 (19) y (18). En cuanto a la caída de tensión, se elegirá el componente que, cumpliendo el resto de especificaciones, presente la menor caída de tensión en conducción.

El modelo elegido de puente de diodos ha sido el GBPC12 [7]. Este puente de diodos puede soportar una tensión inversa de hasta 600 V, y una corriente máxima de 12 A. De nuevo, el componente ha sido sobredimensionado para evitar roturas en caso de un aumento en la corriente y para permitir que la placa tenga distintos usos.

3.2.2. Filtros de entrada y salida

Puesto que se está trabajando con señales analógicas y con un circuito de potencia, es de esperar que vaya a haber niveles de ruido bastante altos, por tanto, es necesario tratar de reducir este ruido lo máximo posible, para que el convertidor funcione correctamente.

Para tratar de reducir este ruido, se emplean filtros de entrada y salida al convertidor boost. Se trata simplemente de dos condensadores de baja capacidad (uno para el filtro de entrada, y otro para el filtro de salida) conectados en paralelo al convertidor, y que nos van a permitir filtrar altas frecuencias.

4. Etapa de sensado

La placa ha de conectarse a una FPGA para recoger y analizar las tensiones y corrientes del circuito y crear, a partir de ellos, la señal de PWM necesaria. Para ello, se empleará un ADC que muestree las señales del circuito. Sin embargo, estas ondas no pueden ser leídas directamente por el conversor, sino que deben acondicionarse.

Este acondicionamiento, que va a permitir que el ADC pueda trabajar con las señales, va a tener dos etapas: la primera será de aislamiento y la segunda de amplificación. Mediante el uso de estas dos etapas se conseguirá modificar las señales sensadas de forma que el ADC pueda trabajar con ellas.

Se pasará a explicar en primer lugar cómo funcionará el acondicionamiento de señales, para después entrar en detalles para cada caso particular (corriente de entrada y tensiones de entrada y salida) y por último explicar el funcionamiento del ADC.

4.1. Acondicionamiento de señales

Como ya se ha explicado anteriormente, para que el ADC pueda funcionar correctamente y para aprovechar al máximo sus características, se hace necesario en primer lugar aislarlo de la parte analógica del circuito, y en segundo lugar amplificar las señales que va a recibir, de forma que su magnitud sea lo suficientemente alta para conseguir que el ADC trabaje con la mayor resolución posible.

4.1.1. Aislamiento

En la etapa de aislamiento se va a conseguir separar la parte digital de la analógica, evitando con esto que el ruido de la etapa de potencia afecte en los cálculos digitales. El aislamiento se llevará a cabo mediante el uso de optoacopladores, cuyo esquema puede observarse en la figura 4.1.

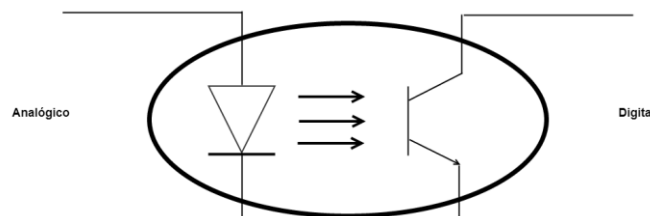


Figura 4.1: Optoacoplador

Se trata de un led que se ilumina cuando recibe una cierta magnitud de voltaje. Al iluminarse, un detector percibe esa luz, y proporciona una corriente equivalente al nivel lumínico recibido. De este modo, cuando en la parte analógica del circuito llegue la señal deseada, se iluminará el led, y se creará en la parte digital una corriente equivalente, permitiendo al circuito funcionar normalmente, pero evitando todo el ruido presente en la parte analógica afecte a la digital, ya que ambas partes no están conectadas físicamente.

4.1.2. Amplificación

Tras la etapa de aislamiento, se pasará a amplificar las señales de salida de los aisladores. Con esto, conseguiremos aumentar la tensión de estas señales (que será baja en este punto) de forma que pueda leerlas el ADC, y que permitan aprovechar al máximo la banda de medición de éste.

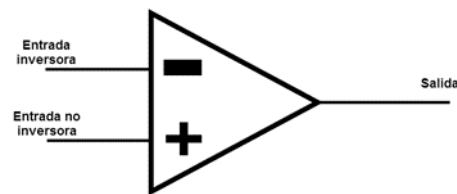


Figura 4.2: Amplificador operacional

Para realizar dicha amplificación se emplearán amplificadores operacionales. Como puede apreciarse en la figura 4.2, se trata de dispositivos electrónicos con dos entradas (una inversora [-] y otra no inversora [+]) y una salida. Además deben tener dos alimentaciones, una positiva (V_{cc}) y otra negativa (V_{ss}) que no aparecen en la figura.

Los amplificadores operacionales pueden ser configurados para ofrecer a su salida una tensión proporcional a la diferencia de tensiones a su entrada (configuración mostrada en la figura 4.3). Dicha configuración será usada en el diseño de la placa PCB.

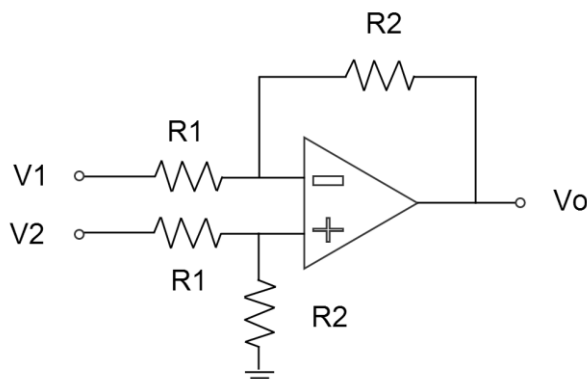


Figura 4.3: Amplificador operacional configurado como restador

En los siguientes apartados se detallará el sensado de las distintas señales analógicas necesarias para realizar la corrección de factor de potencia.

4.2. Sensado de corriente

Para realizar la medición de corriente se pueden utilizar diversos métodos, incluyendo sensores resistivos, de efecto Hall, utilizando una bobina de Rogowski, etc. El sensor utilizado en este trabajo es resistivo, también llamado shunt, debido a la simplicidad de su diseño. Este sensor no es más que una pequeña resistencia, de forma que no se produzcan grandes pérdidas de potencia en la medición, pero que al mismo tiempo sea suficientemente grande como para poder medir la corriente que la atraviesa, teniendo en cuenta para ello la relación:

$$I = \frac{V}{R} \quad (32)$$

De esa forma, se podrá medir la corriente que atraviesa la resistencia a través de la diferencia de tensión entre los bornes de la bobina, dado que la resistencia es conocida. Para este shunt, se ha elegido una resistencia de 125 mΩ. Como puede observarse, la resistencia elegida tiene un valor muy bajo (esto es así para reducir las pérdidas del circuito tanto como sea posible), lo que va a dar lugar a una tensión también baja, que tendrá que amplificarse más tarde.

Cuando la corriente que atravesase dicha resistencia sea máxima, es decir, 1,844 A, tendremos una tensión de:

$$I = \frac{V}{R} \Rightarrow V = I * R = 1,844 * 0.125 = 230 \text{ mV} \quad (33)$$

Esta tensión deberá ser acondicionada para poder ser muestreada con suficiente resolución por un ADC. Para ello, en primer lugar, la señal tendrá que atravesar un aislador, evitando que el ruido de la parte analógica del diseño afecte a la parte digital. El aislador elegido en este caso es el HCPL-7510-500E [8]. Se trata de un aislador especialmente diseñado para sensado de corrientes en diseños de baja potencia.

Este tipo de aislador acepta alimentaciones de 0 hasta 6 V, y permite voltajes de entrada de -2 hasta el voltaje de alimentación analógica más 0,5 V, obteniendo a su salida voltajes en el rango de -0,5 V hasta el valor de la alimentación digital más 0,5 V.

En la figura 4.4 pueden apreciarse la etapa de aislamiento y amplificación que se van a utilizar en el diseño (el shunt puede verse en la figura 3.1).

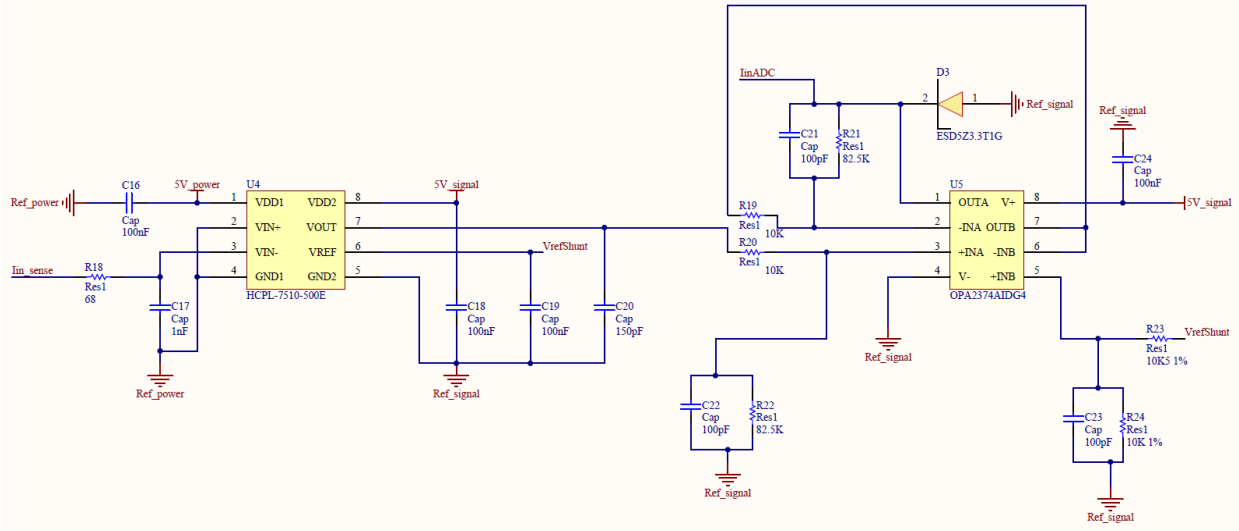


Figura 4.4: Sensado de corriente

Se ha decidido utilizar un voltaje de alimentación de 5 V, tanto en digital como en analógico (la recomendación del fabricante es utilizar una alimentación entre 4,5 y 5,5 V). Idealmente, la corriente máxima (1,844 A) debería transformarse a la salida del conjunto aislador-amplificador en la tensión máxima medible por el ADC. Como se verá más adelante, el ADC elegido permite una tensión de entrada de hasta 3,3 V. Por tanto, idealmente los 1,844 A de corriente máxima deberían ser convertidos a 3,3 V. Sin embargo, se ha optado por reducir la ganancia de la amplificación para que el ADC no resulte dañado en caso de que la corriente de entrada del circuito sea mayor, otorgando mayor flexibilidad al convertidor diseñado.

La ganancia del conjunto aislador-amplificador es la multiplicación de las ganancias individuales. Según especifica su hoja de datos, la ganancia presente a la salida del optoacoplador será:

$$G = \frac{V_{ref}}{0,512} \quad (34)$$

Puesto que la tensión de referencia es de 5 V, se tendrá una ganancia de 9,766, de forma que a la entrada del amplificador operacional habrá:

$$v_{+inA} = \frac{v_{ref}}{2} + 9,766 * v_{shunt} \quad (35)$$

Por tanto, para el valor máximo de v_{shunt} calculado anteriormente (230 mV) se tendrá:

$$V_{+inA_{max}} = 2,5 + 9,766 * 0,23 = 4,746 \text{ V} \quad (36)$$

El amplificador operacional está configurado como restador, por tanto, a su salida tendremos:

$$V_o = (V_2 - V_1) * \frac{R_2}{R_1} \quad (37)$$

Viendo la figura 4.4, puede observarse que, para este caso en particular, V_2 será V_{ref} , y V_1 será la tensión de salida del optoacoplador, con R_1 igual a 10 k Ω y R_2 igual a 82,5 k Ω , por tanto:

$$V_o = 0,254 * 8,25 = 2,1 \text{ V} \quad (38)$$

La tensión máxima que va a recibir el ADC en la entrada destinada a la corriente va a ser de 2,1 V. Esto permitirá al ADC trabajar con ella con una mayor resolución, obteniendo mejores resultados que si no hubiésemos amplificado la señal.

Sabiendo que para 230 mV el conjunto proporciona a la salida un valor de 2,1 V, puede calcularse la ganancia total del sistema como:

$$G_{tot} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2,1}{0,23} = 9.13 \quad (39)$$

Conociendo la ganancia total del sistema, se puede calcular la corriente total que podrá medirse con el ADC sin que este resulte dañado, es decir, sin que se superen los 3,3 V en su entrada como:

$$V_{smax} = \frac{V_{max}}{G_{tot}} = \frac{3,3}{9,13} = 361,44 \text{ mV} \quad (40)$$

A partir de este valor y sabiendo que el valor de la resistencia de shunt es de 0,125 Ω , podemos calcular la corriente máxima como:

$$I_{smax} = \frac{V_{smax}}{R} = \frac{361,44}{0,125} = 2,89 \text{ A} \quad (41)$$

4.3. Sensado de tensión

En el caso de la tensión (tanto para la tensión de entrada como para la de salida), se ha añadido un divisor resistivo para que las grandes tensiones se reduzcan y puedan ser muestreadas por el ADC. Al igual que el shunt, va a provocar pérdidas eléctricas, por lo que se deben elegir resistencias de alto valor para minimizar dichas pérdidas. El sensado de tensión sigue el siguiente esquema:

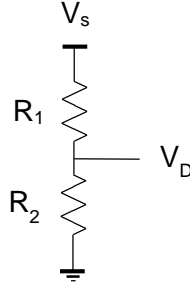


Figura 4.5: Divisor resistivo

Por tanto, la relación entre las resistencias a añadir a la placa será:

$$R_1 = R_2 * \left(\frac{v_s}{v_D} - 1\right) \quad (42)$$

De la ecuación anterior puede obtenerse el voltaje de salida del divisor resistivo (qué será la tensión de entrada del ADC) como:

$$v_D = \frac{v_s}{\frac{R_1}{R_2} + 1} \quad (43)$$

Se han elegido valores para las resistencias de 1,54 MΩ y 10 kΩ respectivamente para R1 y R2. Para dichos valores, y suponiendo una tensión máxima de entrada al divisor resistivo, que será la obtenida en (29) y (30) respectivamente para tensión de entrada y tensión de salida, entonces tenemos:

$$v_{D_{in}} = \frac{v_{g_{max}}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} = 2,09 \text{ V} \quad (44)$$

$$v_{D_{out}} = \frac{v_{out_{max}}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} = 2,71 \text{ V} \quad (45)$$

Como ya se ha explicado en el punto 3.1, las tensiones obtenidas a la salida de los divisores resistivos deben ser acondicionadas, lo que supone conectarlas a un aislador y después a un amplificador.

En la figura 4.6 pueden apreciarse ambos aisladores, así como el amplificador operacional y las conexiones entre ellos (al igual que en el caso del sensado de corrientes, el divisor resistivo puede verse en la figura 3.1).

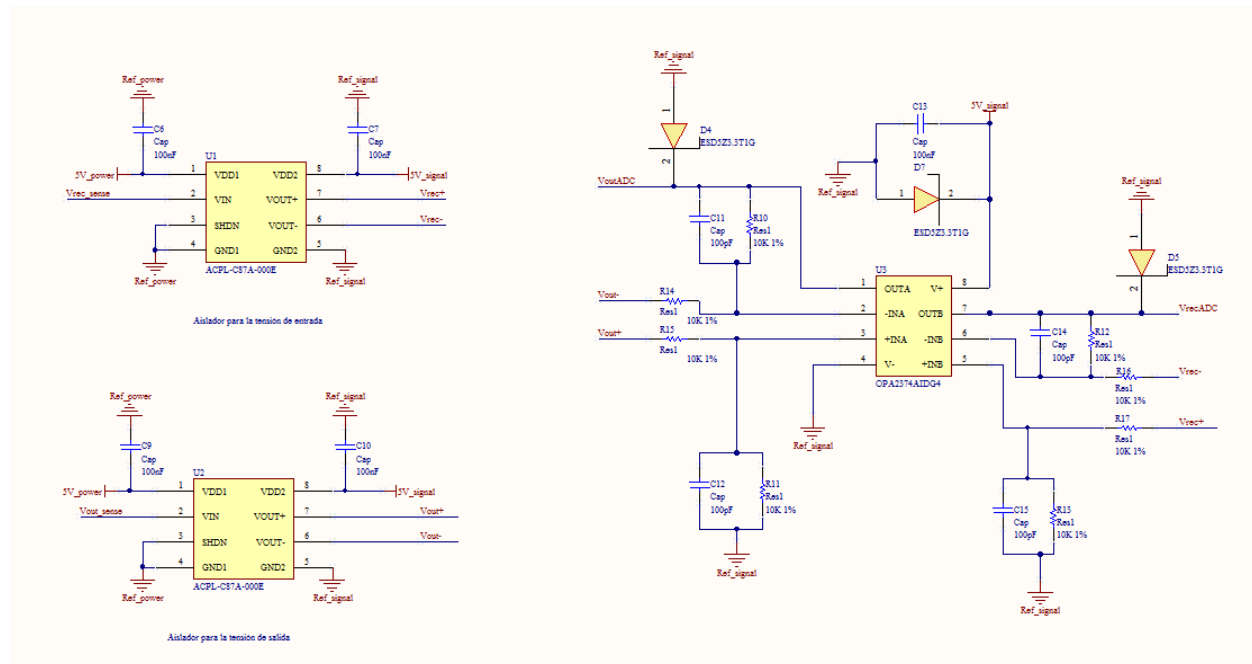


Figura 4.6: Sensado de tensiones

En este caso, para el aislamiento de tensiones, se ha elegido el modelo ACPL-C87A-000E [9]. Se trata de un aislador diseñado especialmente para el sensado de voltaje en convertidores de potencia.

Las recomendaciones del fabricante para este componente especifican un voltaje de alimentación analógica de entre 4,5 y 5,5 V y en el rango de 3 y 5,5 V para alimentación digital. Su rango de funcionamiento para tensiones de entrada se encuentra entre -2 y el voltaje de alimentación analógica más 0,5 V y de salida de entre -0,5 y el voltaje de alimentación digital más 0,5 V. Se usará una alimentación analógica de 5 V y 3,3 V para la alimentación digital. Por tanto se tendrá a la salida un máximo de 3,8 V.

Estas tensiones de salida deberán conectarse también al ADC, pero en este caso, van a ser lo suficientemente altas para aprovechar el margen de sensado del ADC, de modo que no será necesaria su amplificación. Sin embargo, los aisladores proporcionan a su salida la tensión deseada en forma diferencial, mientras que el ADC necesita que esta vaya por una sola línea, por tanto, tendremos que seguir utilizando el amplificador operacional para conseguir la señal deseada. Al no necesitar amplificación, haremos que las resistencias que se encuentran en las entradas de los operacionales sean todas del mismo valor, obteniendo así ganancia unidad.

El modelo de operacional elegido incluye dos amplificadores dentro del mismo encapsulado, por tanto, con un único componente podemos operar con ambas señales.

4.4. ADC

Para realizar el muestreo de las señales del sistema se va a emplear un ADC. A la hora de elegir un modelo de ADC, es importante tener en cuenta parámetros como la frecuencia de muestreo, el número de canales que tiene (entradas analógicas que pueden ser muestreadas al mismo tiempo), rango de tensión admitido y la interfaz digital con otros dispositivos.

El modelo ADC elegido será el *ADC128S102WGMPR* de *National Semiconductor* [10]. Dicho modelo tiene 8 canales, una frecuencia de muestreo de hasta 1 MSPS y necesita una alimentación de entre 2,7 y 5 V para la parte analógica, y entre 2,7 V y el voltaje de alimentación elegido para la etapa digital.

Para realizar el control del ADC por parte de la FPGA se va a utilizar una interfaz SPI. Gracias a esto, el número de conexiones con la FPGA será reducido. Serán necesarios tres hilos, uno para la señal de reloj (SCLK), y dos para datos, uno para datos entrantes a la FPGA (DIN), y otro para datos salientes de ésta (DOUT). En este caso, puesto que el SPI sólo tiene un dispositivo esclavo (el ADC), la señal de selección de chip (CS) puede conectarse a tierra (activo bajo) ya que siempre será dicho dispositivo el seleccionado.

En cada ciclo de conmutación será necesario medir la corriente de entrada para realizar el lazo de corriente del corrector de factor de potencia. La medición de las tensiones de entrada y de salida no tiene que realizarse necesariamente en todos los ciclos de conmutación, puesto que son señales de baja dinámica. Sin embargo, por simplicidad y por mejorar prestaciones del corrector, se van a medir las tres señales analógicas en cada ciclo de conmutación. Puesto que la frecuencia de conmutación es de 100 kHz, se necesitarían al menos 300 kSPS. En cualquier caso, como se pretende que la placa PCB pueda tener diversas aplicaciones, se ha decidido emplear un ADC con una capacidad considerablemente superior a la mínima necesaria, llegando a permitir un millón de muestras por segundo.

Además, las entradas tanto digitales como analógicas, pueden estar alimentadas con una tensión en el rango de 0 V hasta la tensión de alimentación elegida. Como vimos en los apartados 4.2 y 4.3, la tensión máxima que va a llegar al ADC por sus entradas es de 2,71 V (que se dará en el caso de la medida de la tensión de salida). En este caso, hemos elegido utilizar una alimentación de 3,3 V, que permitirá al ADC funcionar correctamente, al mismo tiempo que se le proporciona un pequeño margen para evitar que el componente resulte dañado en caso de recibir algún pico de tensión.

El ADC se alimentará con tensiones de 3,3 V, sin embargo, los amplificadores se alimentan a 5 V, por tanto, existe la posibilidad de que el ADC reciba señales de tensión mayor a la permitida por la alimentación de éste. Para evitar que esto ocurra, y que pueda dañarse el componente, se han añadido a las entradas del ADC diodos Zener conectados a tierra (como puede observarse en las figuras 4.4 y 4.6). Estos diodos admiten una tensión inversa de hasta 3,3 V, de forma que si la tensión que reciben es superior a ésta comenzarán a conducir,

funcionando como reguladores de tensión y dejando sólo pasar la tensión sobrante, permitiendo así que a la entrada del ADC haya solamente 3,3 V y evitando que éste se dañe.

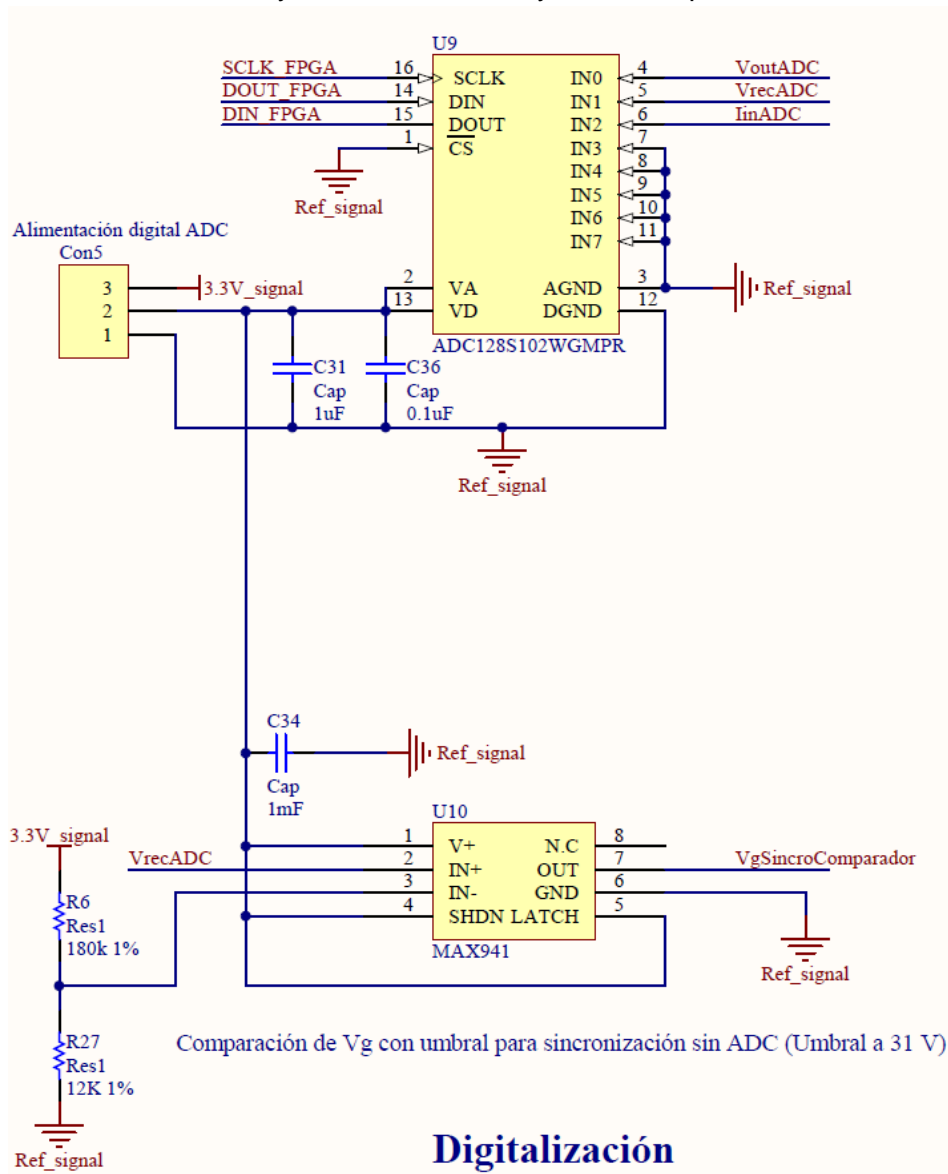


Figura 4.7: ADC y Comparador analógico de tensión para la sincronización con la tensión de entrada

Como puede observarse en la figura 4.7, además del ADC, el diseño también cuenta con un comparador analógico de tensión modelo MAX941 [11]. Este componente se usará en caso de querer realizar corrección de factor de potencia eliminando medidas con ADCs. Esta técnica se usa actualmente en el grupo de investigación HCTLab como puede verse en [12] y permite reducir costes y complejidad del sistema. En caso de usar esta técnica, la tensión de entrada no será digitalizada mediante un ADC, sino que simplemente será comparada con una tensión umbral para detectar el paso por cero de la tensión de entrada alterna. La tensión de referencia es llevada a la entrada IN- del comparador, mientras que la tensión de entrada acondicionada es

llevada a la entrada IN+. De esa forma, cuando la tensión de entrada sea mayor que la umbral, el comparador presentará un '1' digital, mientras que la salida será un '0' digital en caso contrario. Por último, la salida de la comparación será redirigida hacia la FPGA, de forma que ésta pueda analizar dicho paso por cero.

5. Alimentaciones

Como ya se ha visto en los puntos anteriores, son necesarios diferentes valores de tensión para alimentar los distintos componentes que incluye el circuito. Para obtener cada uno de estos valores de tensión, será necesario introducir algunos en el circuito a través de fuentes externas, así como generar otros valores mediante reguladores de tensión, a partir de los ya presentes en la placa.

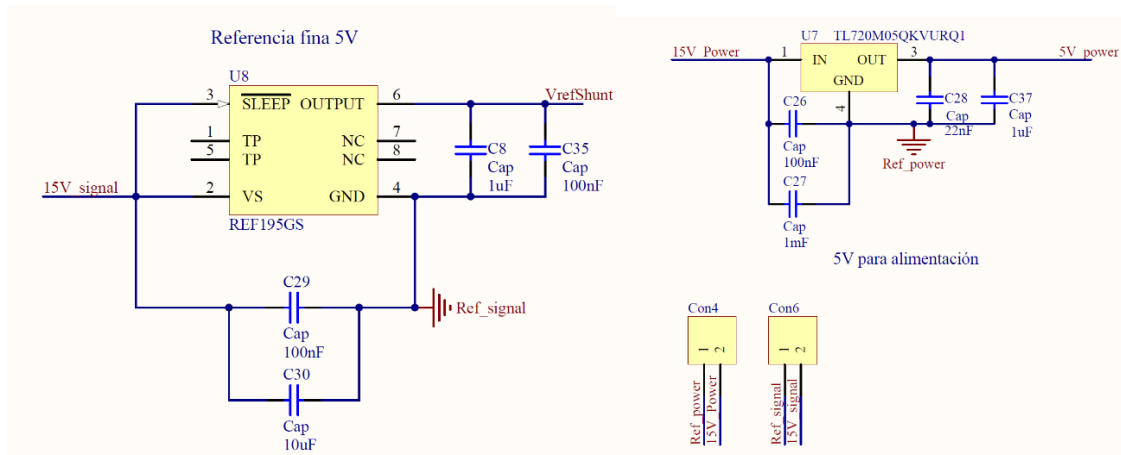


Figura 5.1: Alimentaciones

En el caso de las tensiones de alimentación para la etapa digital, y puesto que el circuito debe conectarse a una FPGA que se encargue del control mediante la creación de una señal de PWM, se utilizará la propia FPGA para suministrar dichas tensiones digitales (de 3,3 y 5 V). Además se añadirá una nueva tensión de 15 V a la placa por un conector (Con6) mediante la cual podrá generarse la referencia fina que será utilizada por el optoacoplador utilizado para el sensado de corriente.

Para las tensiones de alimentación de la etapa analógica tenemos dos casos:

- Tensión de 15 V: se suministra al circuito una tensión de 15 V a través de un conector. Esta tensión se utiliza en el driver usado para manejar el MOSFET del convertidor boost.
- Tensión de 5 V: se crea a partir de la tensión de 15 V, utilizando un regulador lineal de voltaje cuyo modelo es TL720M05-Q1 [13]. Este dispositivo simplemente obtiene como entrada una tensión de hasta 45 V, y proporciona a su salida un voltaje de 5 V.

Como puede observarse en la figura 5.1, también se utiliza un componente REF195GS [14] para crear una nueva tensión digital de 5 V a partir de la tensión de 15 V. Se trata de la

tensión de referencia del shunt, que se usa para establecer la ganancia que tendrá el optoacoplador utilizado para el sensado de corriente a su salida.

En principio podría usarse como referencia del shunt la tensión digital de alimentación de 5 V generada por la FPGA, pero esta tensión presentará ruido dado que alimenta a otros componentes. Por ello, para esta tarea se utiliza un regulador diseñado especialmente para crear referencias finas de tensión, con niveles muy estables de tensión, pero sin la capacidad de ofrecer gran corriente, por lo que no se puede usar para alimentar componentes.

6. Diseño de la placa PCB

Una vez seleccionados los distintos componentes a utilizar en la placa, es necesario crear un nuevo diseño para la ésta. Para ello deberán tenerse en cuenta algunos aspectos importantes, como puede ser la separación entre pistas, o el ancho de éstas.

De no tener en cuenta estos aspectos, es posible que se produjesen arcos de voltaje entre pistas muy cercanas, o que las pistas estrechas quedasen dañadas al no poder soportar los valores de corriente que las atraviesan. Utilizando distintos anchos de pista y diferente espacio entre pistas para cada parte del circuito (analógica de potencia, analógica y digital) se puede conseguir evitar estos problemas.

Además, puesto que el diseño va a utilizar un número elevado de componentes, se empleará tanto la capa superior, como la placa inferior de la placa para realizar las conexiones entre componentes, si bien se realizarán principalmente en la inferior, de forma que en la superior puedan situarse planos de masa, tanto para la parte digital, como para la analógica. Mediante el uso de éstos se podrá conseguir tener un diseño más estable y con una menor cantidad de ruido.

Por último, en el diseño de la placa se han tenido en cuenta ciertos criterios para facilitar el proceso de montaje así como las etapas de pruebas del convertidor de potencia. Respecto a la facilidad de montaje, se ha intentado minimizar el número de vías entre las dos capas del diseño. Por otra parte, en cuanto a la etapa de pruebas, se han añadido múltiples puntos de prueba (*test points*) para facilitar la medición de tensiones en diferentes puntos del convertidor permitiendo un uso fácil de sondas de osciloscopio.

Para el diseño del esquemático, así como para la placa PCB se ha utilizado el software Altium Designer. En la figuras 6.1 y 6.2 se pueden observar las capas superior y posterior respectivamente del PCB diseñado.

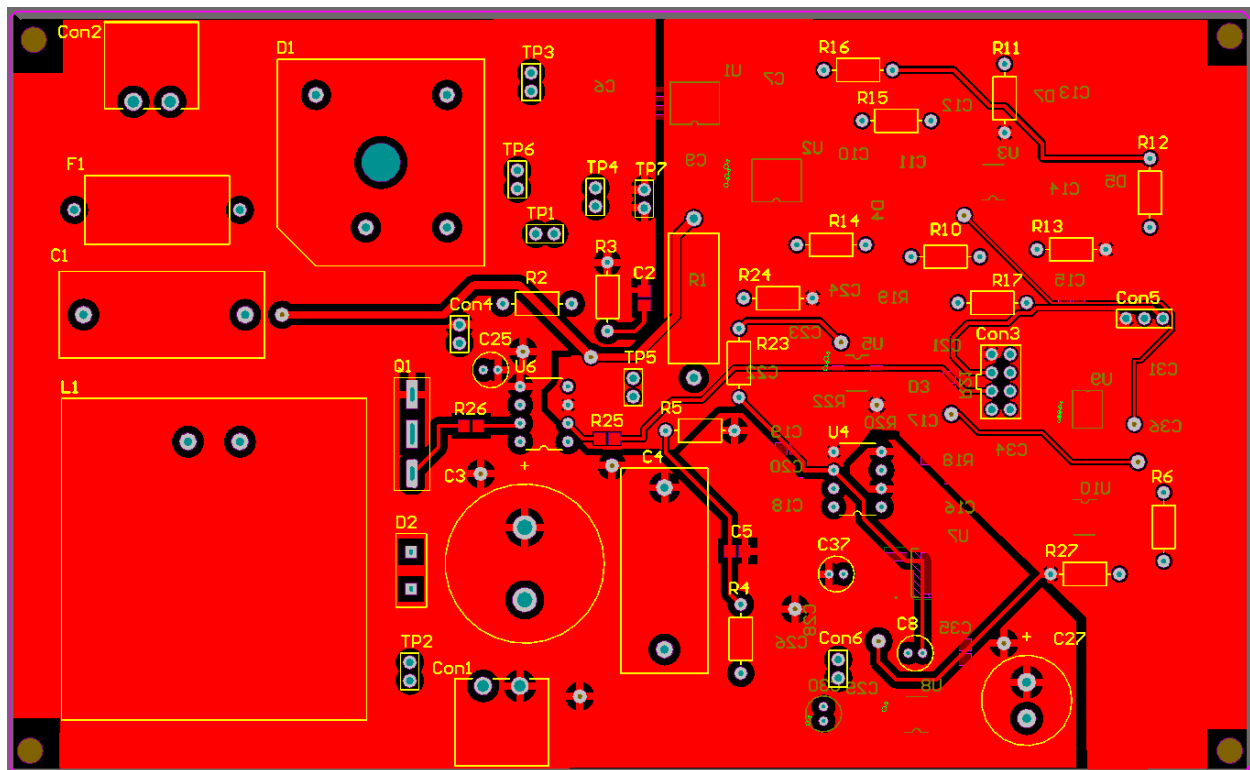


Figura 6.1: Capa superior

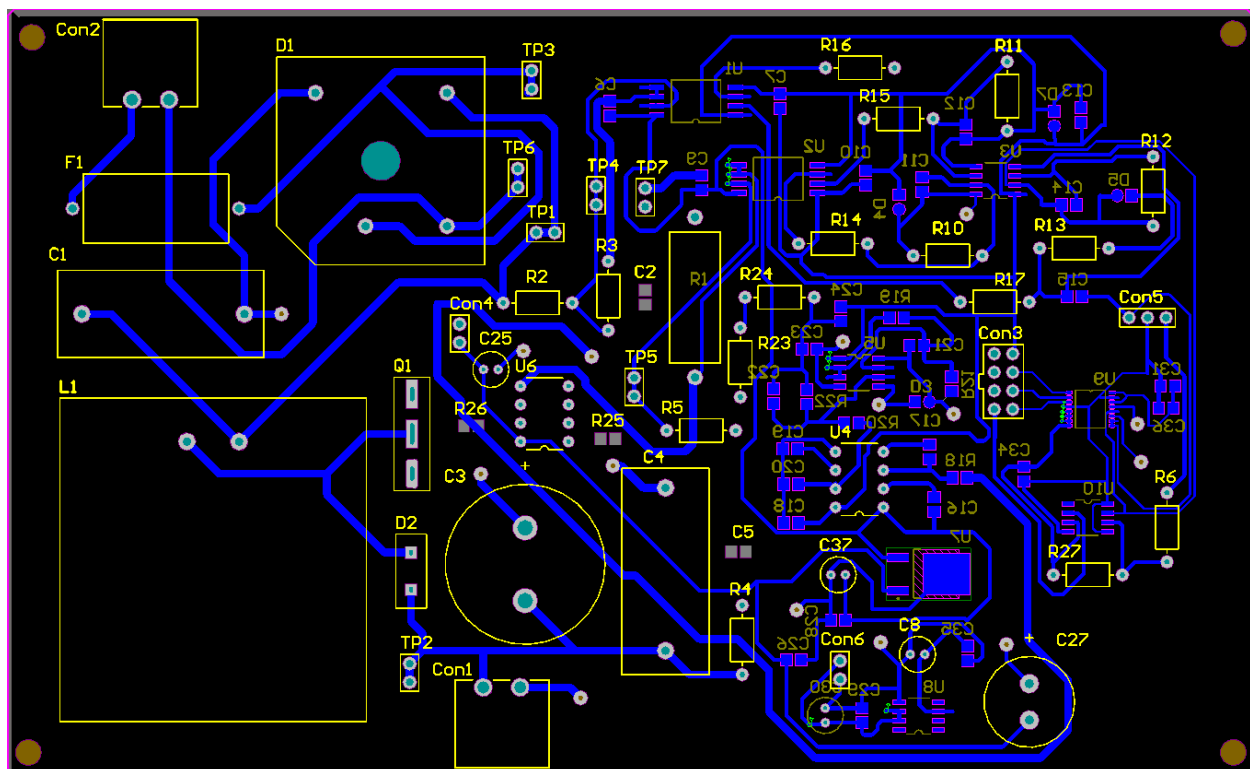


Figura 6.2: Capa posterior

La construcción de la placa se ha llevado a cabo en una fresadora de la marca LPKF, modelo ProtoMat S100, y el proceso de soldadura se ha realizado manualmente, sin el uso de ningún tipo de herramienta automática. En las figuras 6.3 y 6.4 se muestran fotografías del resultado tras la construcción del PCB.

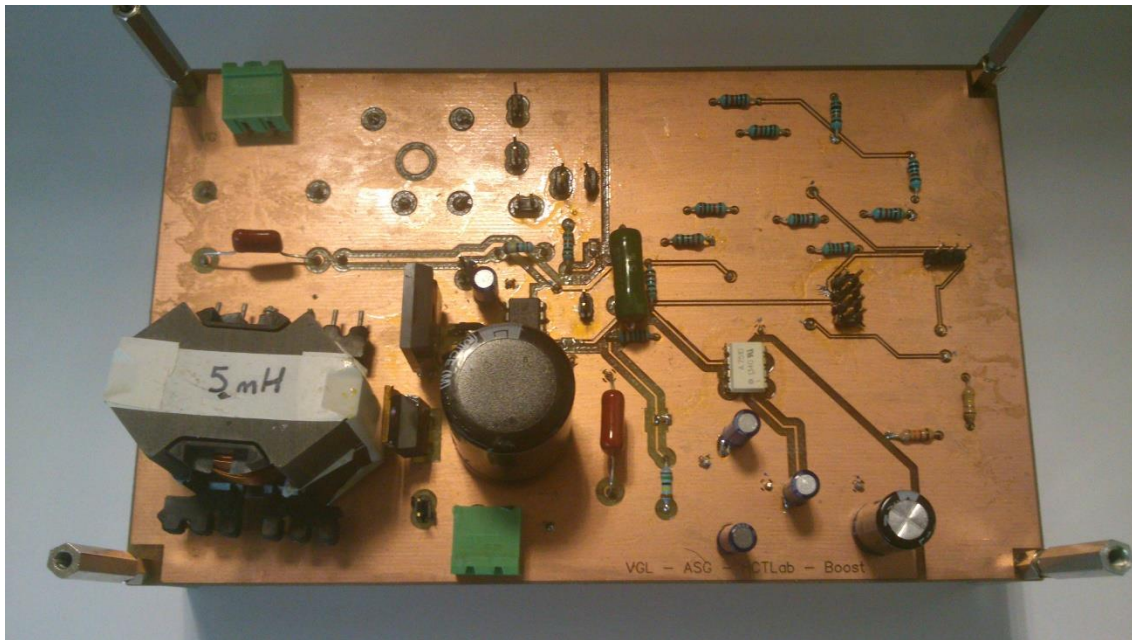


Figura 6.3: Capa superior de la placa construida

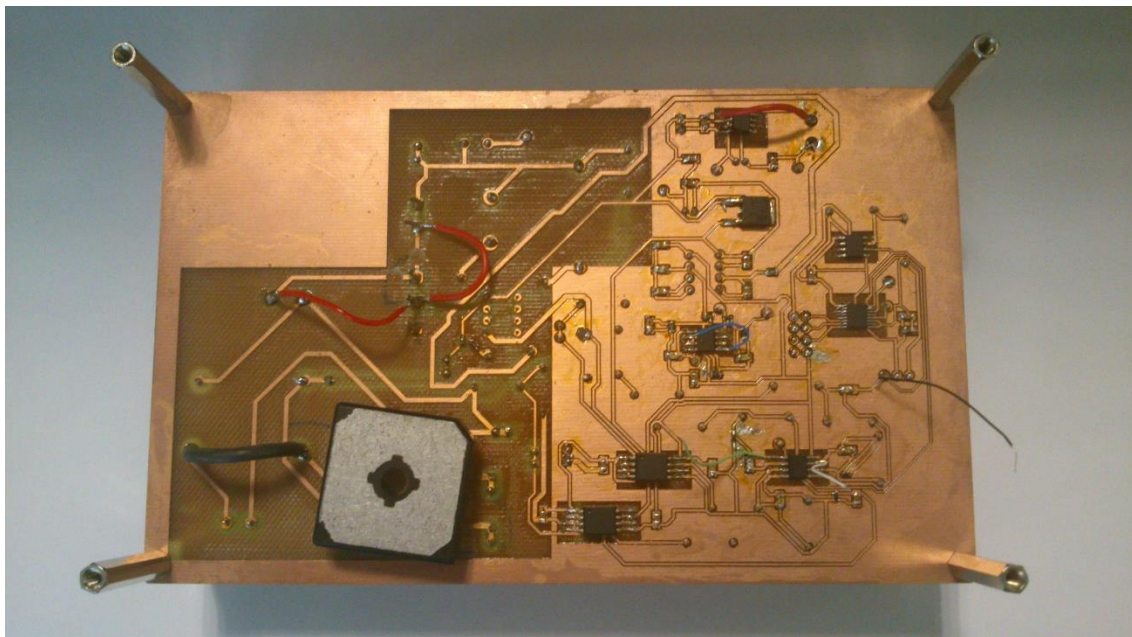


Figura 6.4: Capa posterior de la placa construida

En los siguientes apartados se mostrarán las consideraciones específicas que se han tenido en cuenta para la realización de la placa en las etapas de potencia y de sensado.

6.1. Etapa de potencia

En la etapa de potencia, componentes y pistas tendrán que soportar valores de voltaje y corriente bastante altos. Debido a esto, las pistas utilizadas para conectar los componentes de esta parte del diseño deberán ser lo suficientemente anchas, y deberán guardar suficiente espacio entre ellas, de forma que no se produzcan arcos de voltaje ni se dañen las pistas.

Además, para conseguir un funcionamiento más estable del diseño, se intentará situar cerca los componentes de potencia entre sí, y estos a su vez cerca del resto de componentes analógicos.

Teniendo valores de tensión de hasta 460 V y corrientes cerca de los 2 A, la anchura de pistas elegida será de 1 mm y se usará una distancia entre pistas de 0,5 mm.

6.2. Etapa de sensado

En la etapa de sensado, las corrientes que atravesarán las pistas serán considerablemente menores. Como se ha visto en el capítulo 4 (33), (44) y (45), el valor máximo de tensión que se dará en las pistas es de 2,71 V (para la tensión de salida), lo que va a hacer que la corriente que circule por ellas sea muy reducida. Por tanto, para esta etapa es posible utilizar pistas de un ancho mucho menor que las usadas en la etapa de potencia.

Además, puesto que dichas pistas tendrán que soportar tensiones de como máximo 5 V, será posible utilizar una separación entre pistas mucho más reducida. En particular, se utilizarán pistas de 0,5 mm y 0,3 mm de separación entre pistas. Estos valores son más altos que los realmente necesarios en la mayor parte del diseño, pero se han sobredimensionado para asegurar el correcto funcionamiento de la placa y la facilidad de montaje de la misma.

Aun así, y puesto que el encapsulado del ADC elegido tiene reducidas dimensiones (TSSOP-16) y no cumple estas medidas de separación entre pines ni de anchura de estos, las pistas que unen los distintos componentes con el ADC tendrán una anchura de 0,3 mm, en lugar de los 0,5 mm que van a usarse para el resto de la parte digital del diseño.

7. Resultados experimentales

Como se comentó en el capítulo anterior, se ha construido el PCB con la ayuda de la fresadora disponible en el Taller de PCBs de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. En este capítulo se mostrarán los resultados pruebas realizadas sobre la placa construida para verificar el correcto funcionamiento de ésta.

Por una parte, los experimentos deben comprobar si el elevador funciona correctamente en lazo abierto (capítulo 3). Si eso ocurre, se comprobará que la etapa de potencia funciona correctamente, así como la actuación sobre el MOSFET, incluyendo el driver aislador del mismo.

Además, se comprobarán que la etapa de acondicionamiento de señal y sensado (capítulo 4) se comporta de la forma esperada, por lo que se comprobará que las tensiones de entrada y de salida y la corriente de entrada se dividen correctamente y con la ganancia adecuada. Estas pruebas además verificarán si la etapa de alimentación (capítulo 5) tampoco tiene ningún error de diseño o construcción.

7.1. Etapa de potencia.

La etapa de potencia es la parte central del convertidor elevador, ya que es la encargada de realizar la rectificación y elevación de la tensión de entrada según la señal periódica de actuación, con modulación PWM. Como se vio en la ecuación (15), la tensión de salida del convertidor es proporcional a la tensión de entrada con una ganancia igual al inverso de $(1-d)$, donde d es el ciclo de trabajo de la señal de actuación. Por tanto, ciclos de trabajo cercanos a 0 ocasionarán que la tensión de salida sea igual a la tensión de entrada, mientras que ciclos de trabajo cercanos a 1 generarán una tensión de salida muy elevada, teniendo a infinito, lo que conllevaría la rotura de componentes del convertidor y de la carga conectada a dicho convertidor.

7.1.1. Tensión de entrada continua

La primera prueba que se ha realizado es la elevación de una entrada de corriente continua. Es cierto que el convertidor construido está diseñado para la rectificación de señales de corriente alterna a través de un puente de diodos. Sin embargo, es más seguro realizar una primera aproximación con corriente continua aprovechando que el puente de diodos se comporta de forma transparente en este caso.

El experimento que se muestra a continuación se ha llevado a cabo para una tensión de entrada a la placa de 16,5 V, que pasan a ser 15 V a la entrada de la etapa de potencia, tras la caída producida en el puente de diodos. Con dicha tensión de entrada, se ha variado el ciclo de trabajo, para comprobar así que la placa cumple con el funcionamiento esperado.

Para dicho valor de 15 V de tensión de entrada continua para la etapa de potencia se han obtenido los resultados mostrados en la tabla 7.1. En la figura 7.1 puede observarse un gráfico con la variación que se produce entre los resultados esperados, que pueden calcularse a partir de (15), y la tensión realmente obtenida. Estas diferencias se deben fundamentalmente a las pérdidas producidas en el circuito.

Ciclo de trabajo (%)	Tensión de salida ideal (V)	Tensión de salida real (V)
20	18,75	18,34
25	20	19,54
30	21,42	20,85
35	23,08	22,46
40	25	24,22
45	27,27	26,28
50	30	28,69
55	33,33	31,55
60	37,5	34,97
65	42,86	38,39
70	50	43,76
75	60	48,49

Tabla 7.1: Tensión de salida ideal y real según el ciclo de trabajo

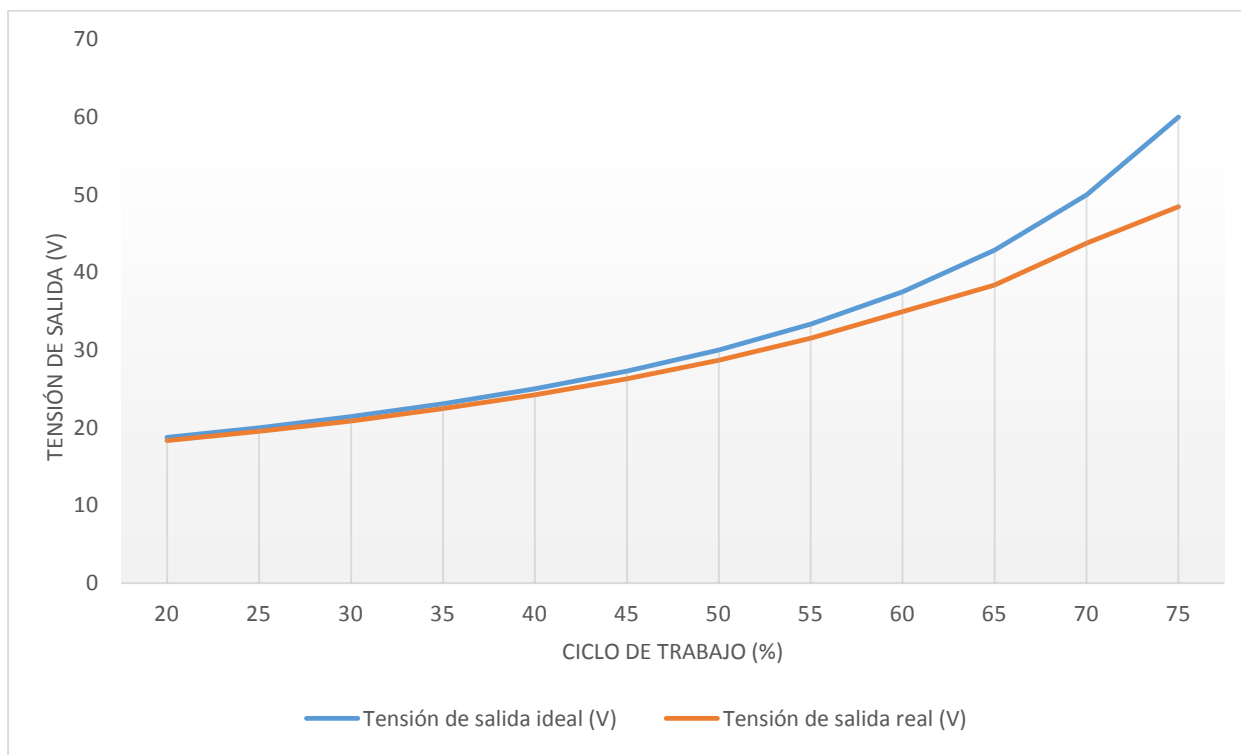


Figura 7.1: Gráfico comparativo: tensión de salida ideal y real frente al ciclo de trabajo

Las figuras 7.2 y 7.3 muestran las tensiones de entrada y salida, ambas continuas, la señal de puerta del MOSFET y la corriente de entrada, obtenidas para un ciclo de trabajo del 20% y del 50% respectivamente y una tensión de entrada continua de 25 V (tras atravesar el puente de diodos). Como se vio en la figura 2.7, la corriente de entrada crece cuando el MOSFET está conduciendo, mientras que decrece mientras no conduce.

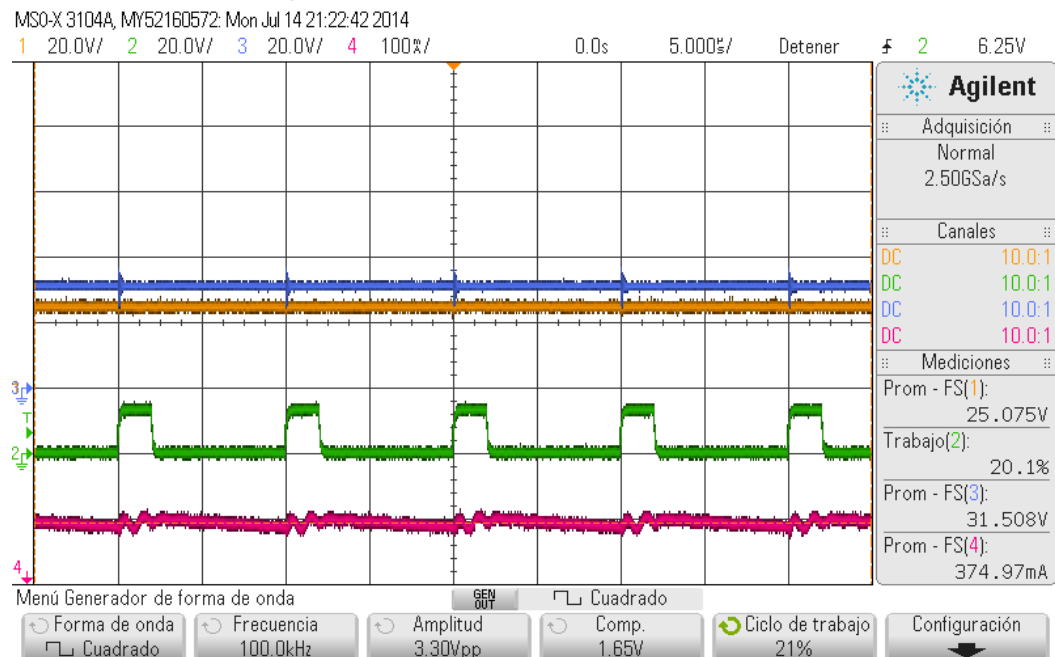


Figura 7.2: Tensión de entrada (naranja), tensión de salida (azul) ciclo de trabajo del 20% (verde) y corriente de entrada (rojo)

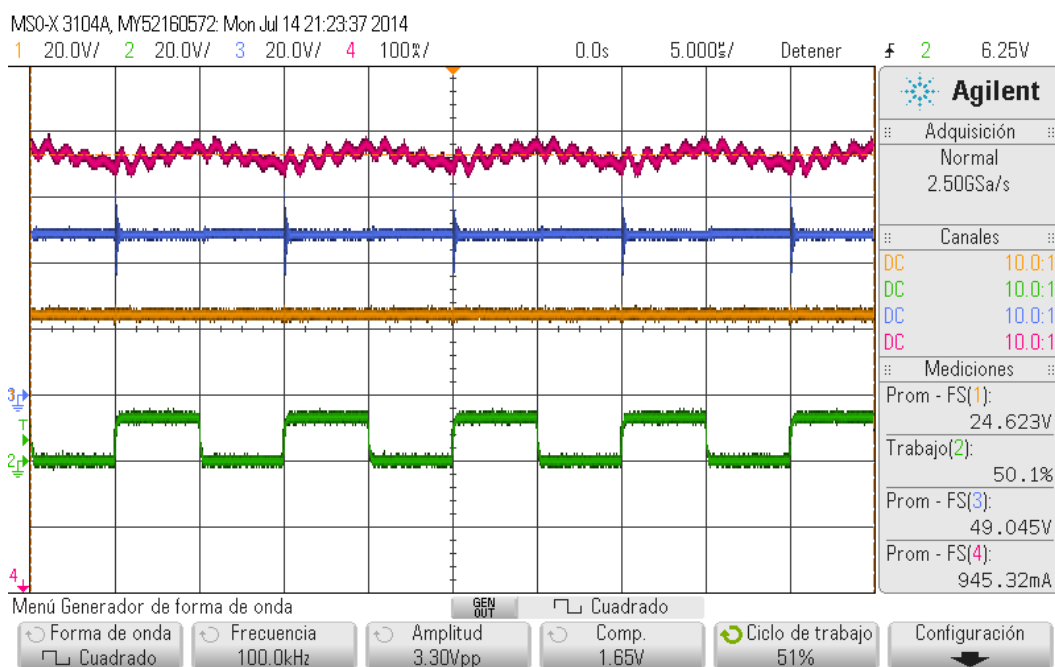


Figura 7.3: Tensión de entrada (naranja), tensión de salida (azul) ciclo de trabajo del 50% (verde) y corriente de entrada (rojo)

7.1.2. Tensión de entrada alterna

Tras las pruebas realizadas con tensión de entrada continua, se realizarán algunas pruebas similares con tensión de entrada alterna, de forma que pueda comprobarse que la rectificación (realizada mediante el puente de diodos) funciona correctamente, al mismo tiempo que se realiza una prueba más cercana al verdadero uso que tendrá la placa.

Es importante tener en cuenta que no va a realizarse ninguna prueba para comprobar que el diseño realiza corrección de potencia, ya que esto requiere un control que está fuera del alcance de este TFG, sino que solamente se comprobará que el convertidor funciona correctamente.

Tras la realización del experimento, se han obtenido los resultados mostrados en la tabla 7.2 al realizar las medidas correspondientes. Hay que tener en cuenta que los valores ideales han sido calculados como:

$$v_{out_{ideal}} = v_g * \frac{\sqrt{2}}{1-d} \quad (46)$$

Es decir, el cálculo de la tensión de salida ideal ha tenido en cuenta que la tensión máxima de salida es el valor de pico de la tensión de entrada alterna multiplicada por la ganancia de un convertidor elevador. Por tanto, este valor calculado será el máximo posible en la tensión de salida, aunque se irá reduciendo hasta que la tensión de entrada rectificada vuelva a estar en su valor máximo. Por esta razón, es esperable que el valor ideal calculado sea superior al valor promedio real obtenido. En la figura 7.4 puede observarse una comparación de dichos valores reales e ideales. Las diferencias entre valores reales e ideales, además de la razón anteriormente comentada, se deben a pérdidas eléctricas del circuito que no se han modelado en la fórmula anterior.

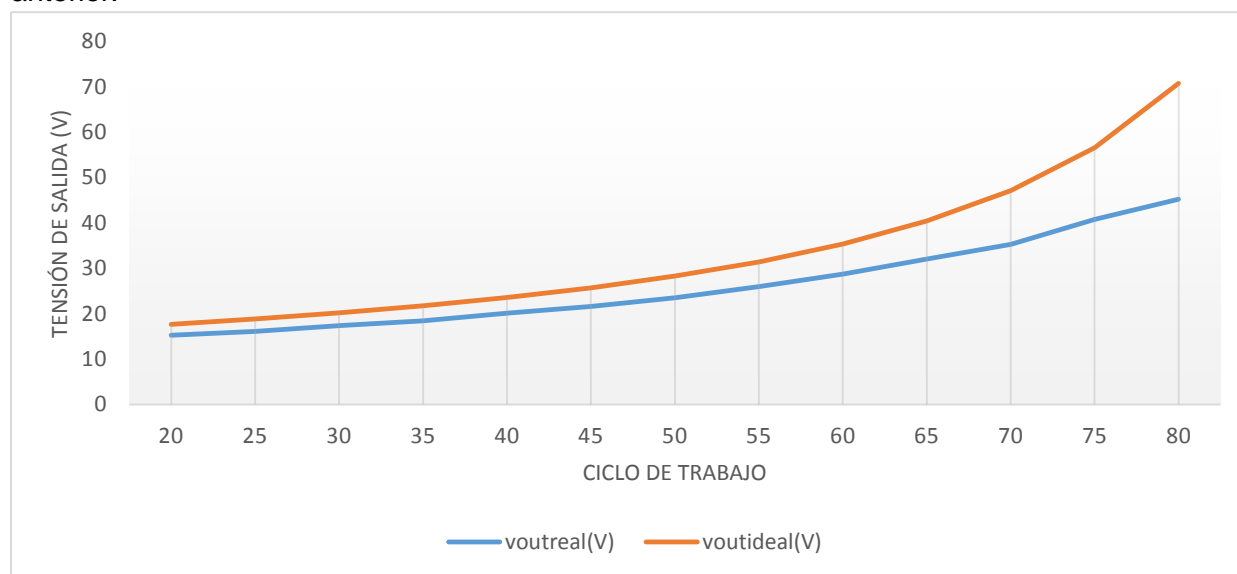


Figura 7.4: Gráfico comparativo: tensión de salida ideal y tensión de salida real frente al ciclo de trabajo

Ciclo de trabajo (%)	voutreal(V)	voutideal(V)
20	15,26	17,68
25	16,06	18,856
30	17,37	20,20
35	18,4	21,76
40	20,08	23,57
45	21,58	25,71
50	23,5	28,28
55	25,95	31,43
60	28,71	35,35
65	32,03	40,40
70	35,24	47,14
75	40,76	56,57
80	45,2	70,71

Tabla 7.2: Tensión de salida ideal y real frente a ciclo de trabajo

A continuación, en la figura 7.5 se muestra una captura realizada sobre las medidas del osciloscopio, que muestra la tensión de salida (azul), la tensión de entrada (naranja) y la corriente de entrada (rojo), las dos últimas antes de ser rectificadas, para un ciclo de trabajo del 50%.

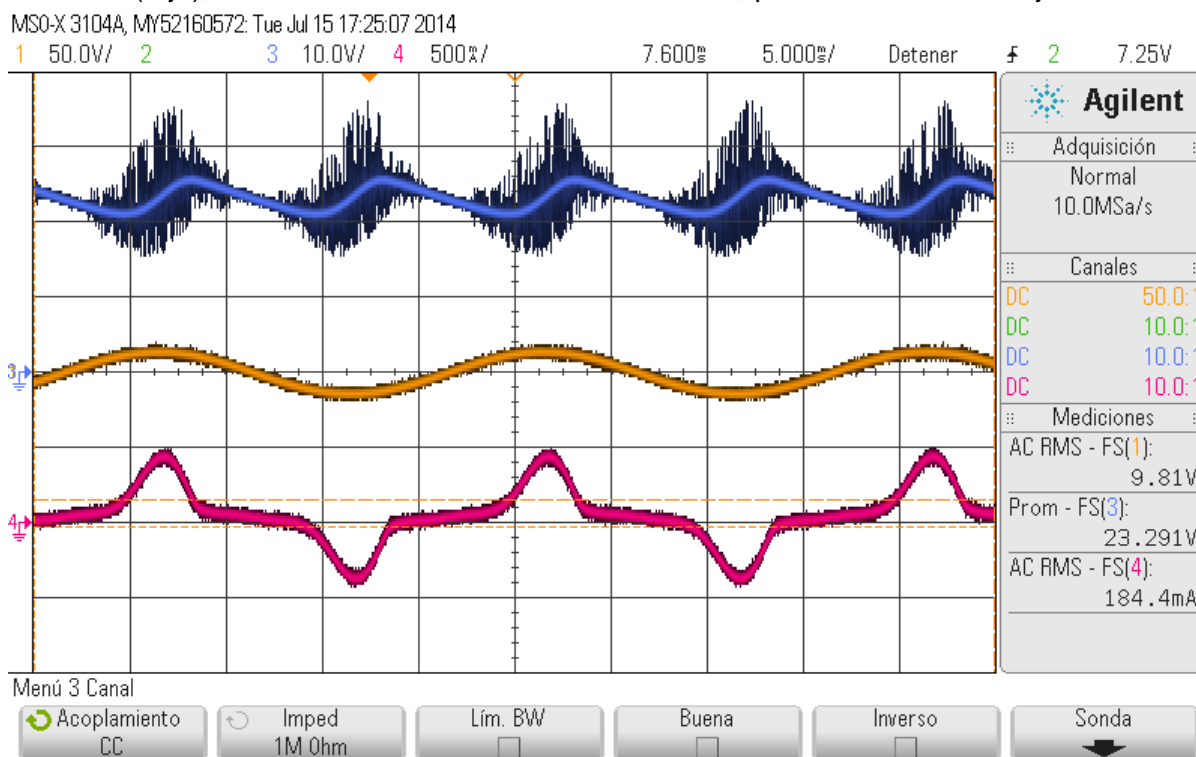


Figura 7.5: Tensión de entrada (naranja), tensión de salida (azul) y corriente de entrada (rojo) para ciclo de trabajo del 50%

Como puede observarse, la corriente de entrada así como la tensión de entrada (ambas aún no rectificadas) están en fase. Sin embargo, la corriente no es proporcional a la tensión al no utilizar corrección de factor de potencia para realizar esta prueba.

7.2. Etapa de sensado

Tras los experimentos realizados para comprobar que la etapa de potencia funciona correctamente, ha de comprobarse que los valores que llegarán al ADC también son los correctos, para ello se medirá la tensión obtenida a la entrada de éste (es decir, una vez acondicionadas las tensiones y corrientes), probando así que los valores obtenidos son los realmente esperados.

7.2.1. Medición de tensiones

En la tabla 7.3 se muestran las medidas de tensión obtenidas para la tensión de entrada, una vez ésta ha sido rectificada y acondicionada (a la entrada del ADC), para distintos valores de tensión de entrada al circuito. Además en la figura 7.6 se muestra un gráfico comparativo de la tensión presente a la entrada del ADC real frente a la tensión esperada.

v (V)	v_{div} (mV)	$v_{divideal}$ (mV)
10	57	64,52
12	70,6	77,42
14	83,5	90,32
16	96,8	103,22
18	109,8	116,13
20	123,2	129,03
22	136,3	141,93
24	149,5	154,84
26	162,5	167,74
28	176,2	180,64
30	189,1	193,55

Tabla 7.3: Tension de entrada acondicionadas ideal y real frente a tensión de entrada

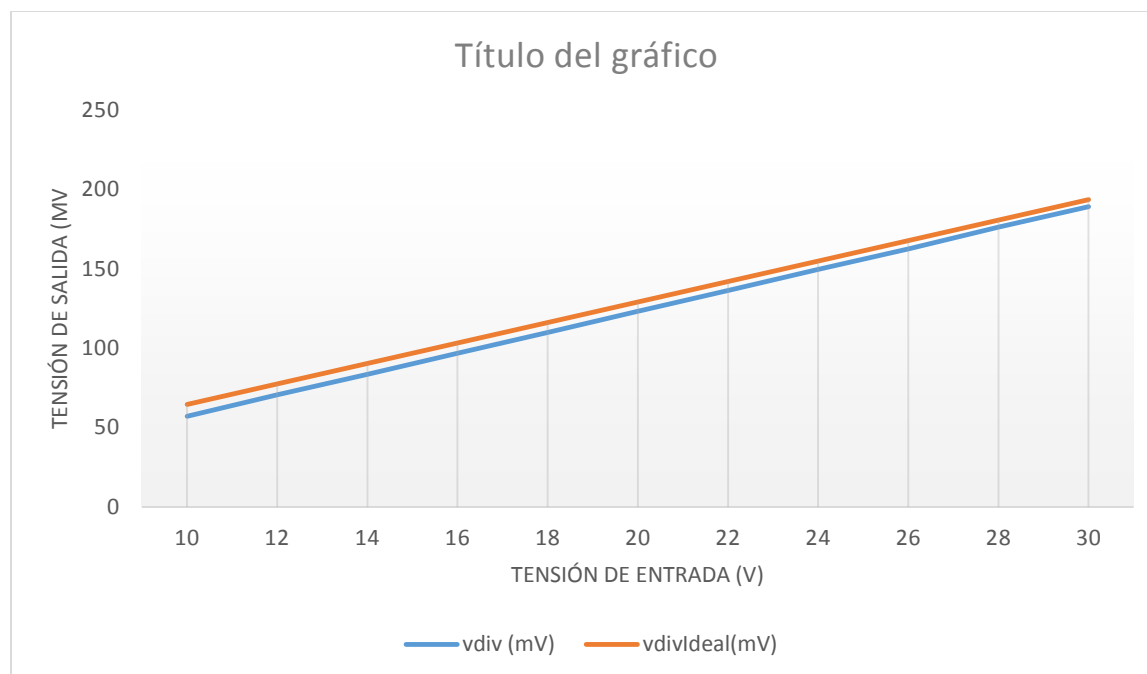


Figura 7.6: Gráfico comparativo: tensión de entrada acondicionada ideal y real frente tensión de entrada

Cómo se vio en el apartado 4.3, la tensión una vez atravesado el divisor resistivo y el conjunto optoacoplador-amplificador viene dada por (43). Por tanto, los valores esperados tras el divisor resistivo deberían ser los mostrados en la tercera columna de la tabla 7.3. Como puede observarse, los valores obtenidos son muy parecidos a los esperados. Esta ligera diferencia que se produce se debe a las tolerancias de las resistencias, así como el error cometido en el optoacoplador.

No se muestran datos de la medición de la tensión de salida ya que se obtienen datos erróneos. El esquemático del sensado de la tensión de salida es similar al esquemático de la tensión de entrada, por lo que está probado que el diseño de la etapa de sensado de la tensión de salida es correcto, debiéndose los fallos a problemas en el soldado de componentes o componentes defectuosos.

7.2.2. Medición de la corriente de entrada

Al término de esta memoria no pueden presentarse resultados experimentales de la corriente de entrada ya que las pruebas experimentales han mostrado un error en una conexión del optoacoplador del sensado de la corriente de entrada. Este error ha sido corregido en los esquemáticos, y de hecho los esquemáticos presentados en la memoria están corregidos. Sin embargo, no ha sido posible fabricar un nuevo PCB para tomar los nuevos resultados.

7.3. Conclusiones de los resultados experimentales

Como se ha comentado anteriormente, el objetivo de este TFG no es la realización de un corrector de factor de potencia, sino el PCB necesario para ello, por lo que las pruebas realizadas se han basado en comprobar que los diferentes elementos del PCB funcionan correctamente.

En los apartados anteriores se ha comprobado el funcionamiento tanto la etapa de potencia como la etapa de actuación y sensado. La etapa de potencia, que es el elemento principal del TFG, ha cumplido de forma satisfactoria todas las pruebas experimentales realizadas. Las etapas de sensado han arrojado algunos errores pero éstos han sido resueltos en esquemático, sólo siendo necesaria una última comprobación.

Las comprobaciones que se han realizado permiten garantizar el correcto funcionamiento del convertidor elevador que sirve como base del corrector de factor de potencia. Además, la etapa de pruebas que se ha realizado siempre es necesaria para comprobar que a bajo nivel el corrector funciona y así poder crear una capa más alta que sería la propia corrección de factor de potencia.

8. Conclusiones

Los convertidores de potencia son dispositivos necesarios a la hora de alimentar casi cualquier dispositivo electrónico. En particular, los convertidores de corriente alterna a corriente continua pueden conllevar la aparición de un bajo factor de potencia, magnitud con regulaciones por parte de la industria, ya que un bajo factor de potencia origina problemas en la generación y distribución de energía.

En el caso particular de este Trabajo Fin de Grado, se ha diseñado un convertidor elevador para ser usado como corrector de factor de potencia. Usando una topología de convertidor elevador, éste podrá ser usado para transformar los 230 V A.C. de la red eléctrica europea en 400 V D.C. Además, para realizar la corrección de factor de potencia, el convertidor necesita electrónica de sensado adicional, por lo que el diseño del convertidor incluye distintos elementos como pueden ser acondicionamiento de señal, digitalización de magnitudes analógicas, aislamiento de las etapas de potencia y de sensado, etc.

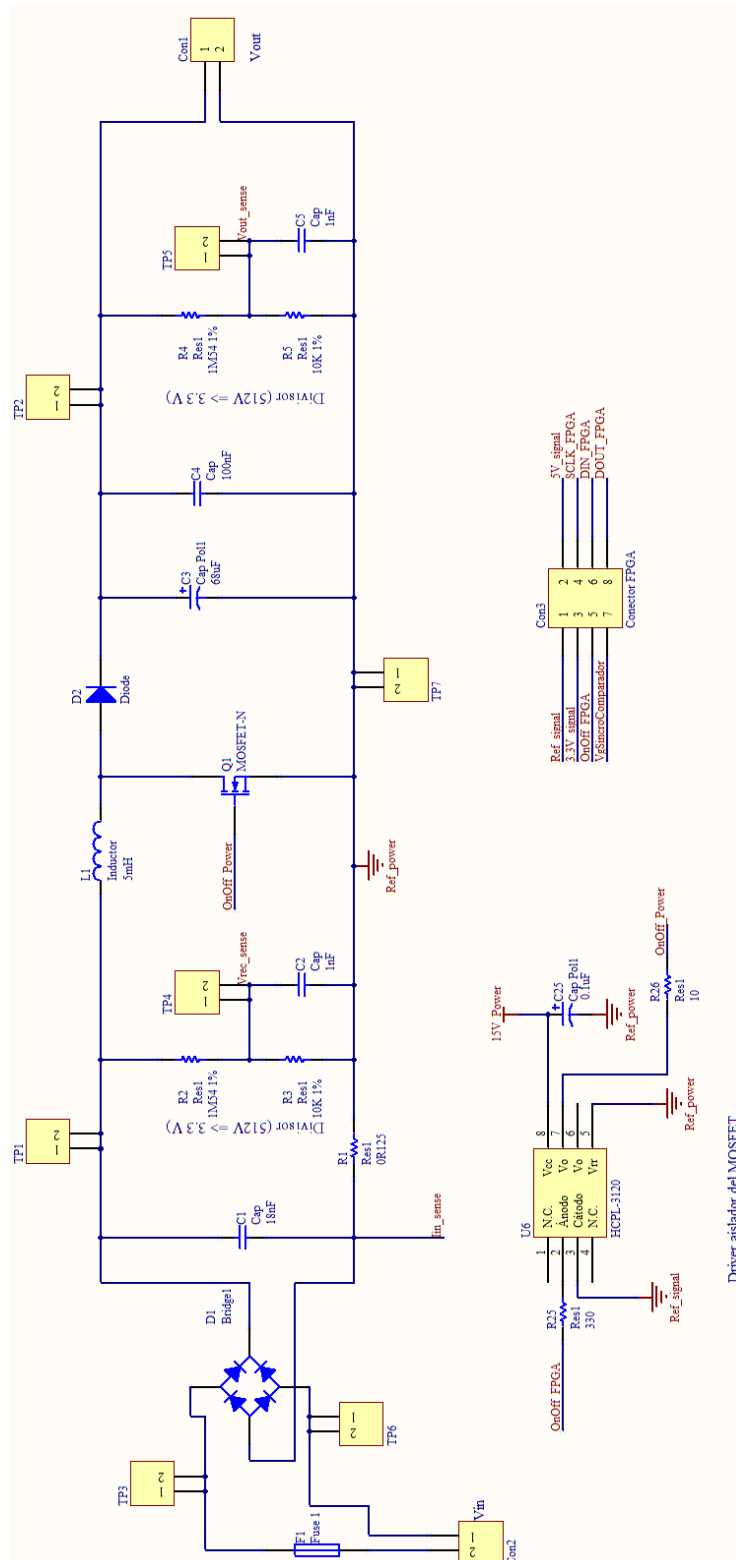
Este trabajo no ha tenido como objetivo realizar la corrección de factor de potencia, que es una tarea de control, sino el diseño electrónico del convertidor. Por tanto, se ha presentado el desarrollo de un convertidor desde el análisis de un convertidor elevador, la elección de componentes, las diferentes consideraciones que hay que tener cuando se desarrolla un convertidor de potencia y que no aparecen en otros ámbitos de la electrónica, y el diseño, construcción y pruebas del PCB.

Para comprobar el correcto funcionamiento del diseño, se han realizado distintas pruebas sobre la placa sobre la etapa de potencia así como en la etapa de sensado, de forma que pudiera demostrarse que el diseño funciona correctamente.

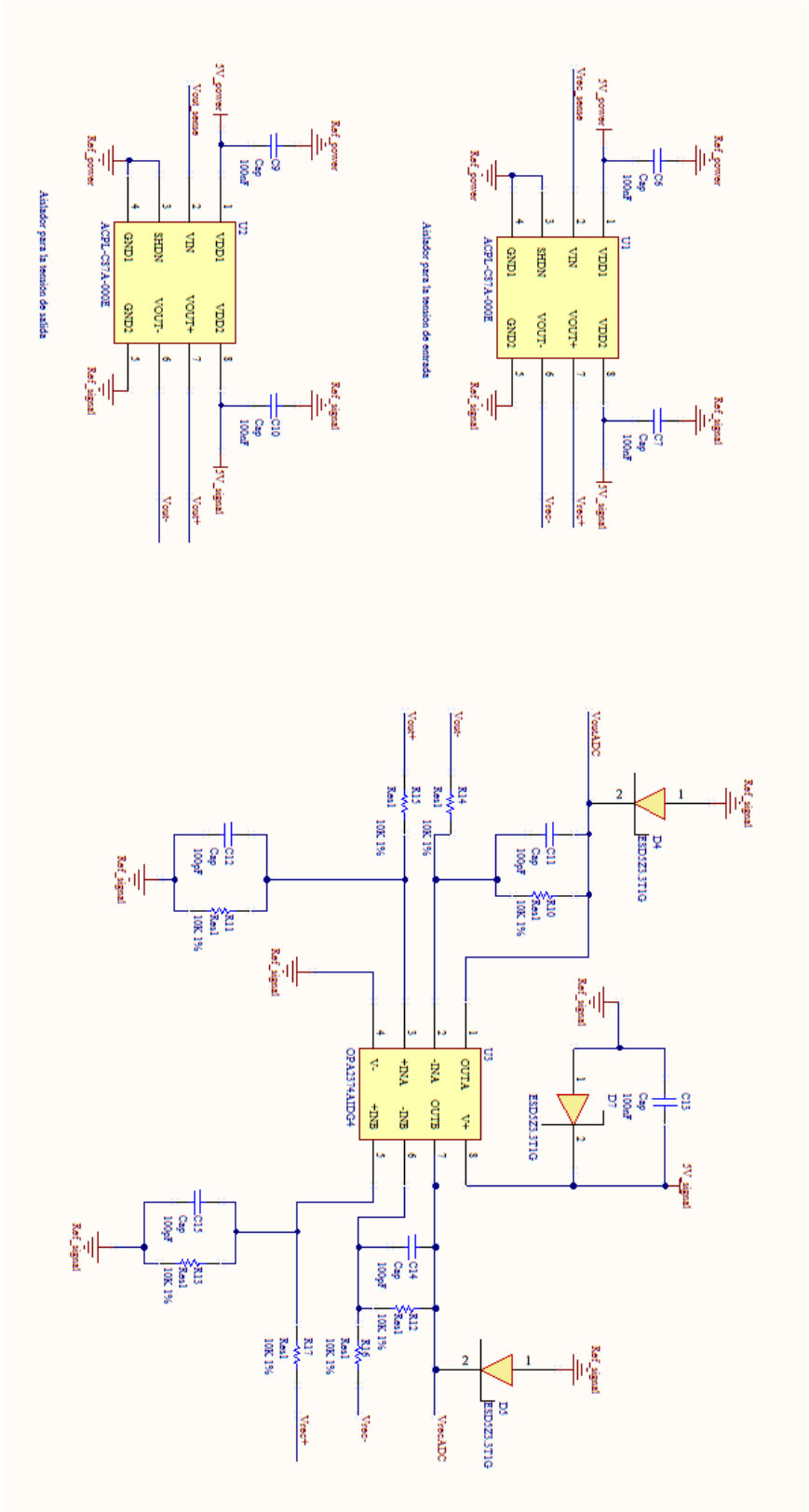
Como ha podido observarse en el capítulo 7, mediante las pruebas realizadas ha podido comprobarse que las distintas partes del diseño (etapas de potencia y sensado así como alimentaciones) funcionan correctamente (o, en su defecto, se han encontrado los errores presentes en el diseño y se han corregido). Por tanto, se puede asegurar que el convertidor diseñado será válido para realizar corrección de factor de potencia.

Anexo A: Esquemáticos

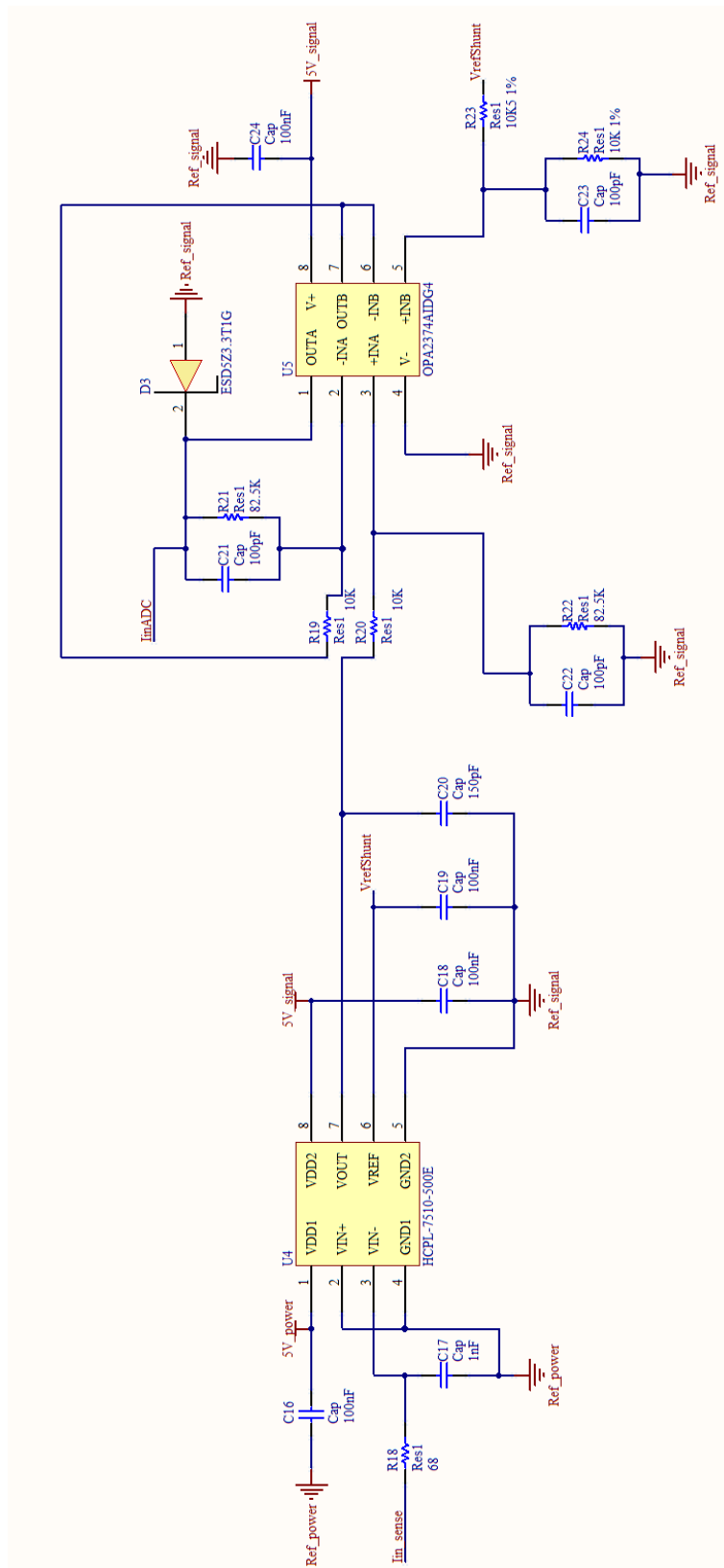
Etapa de potencia



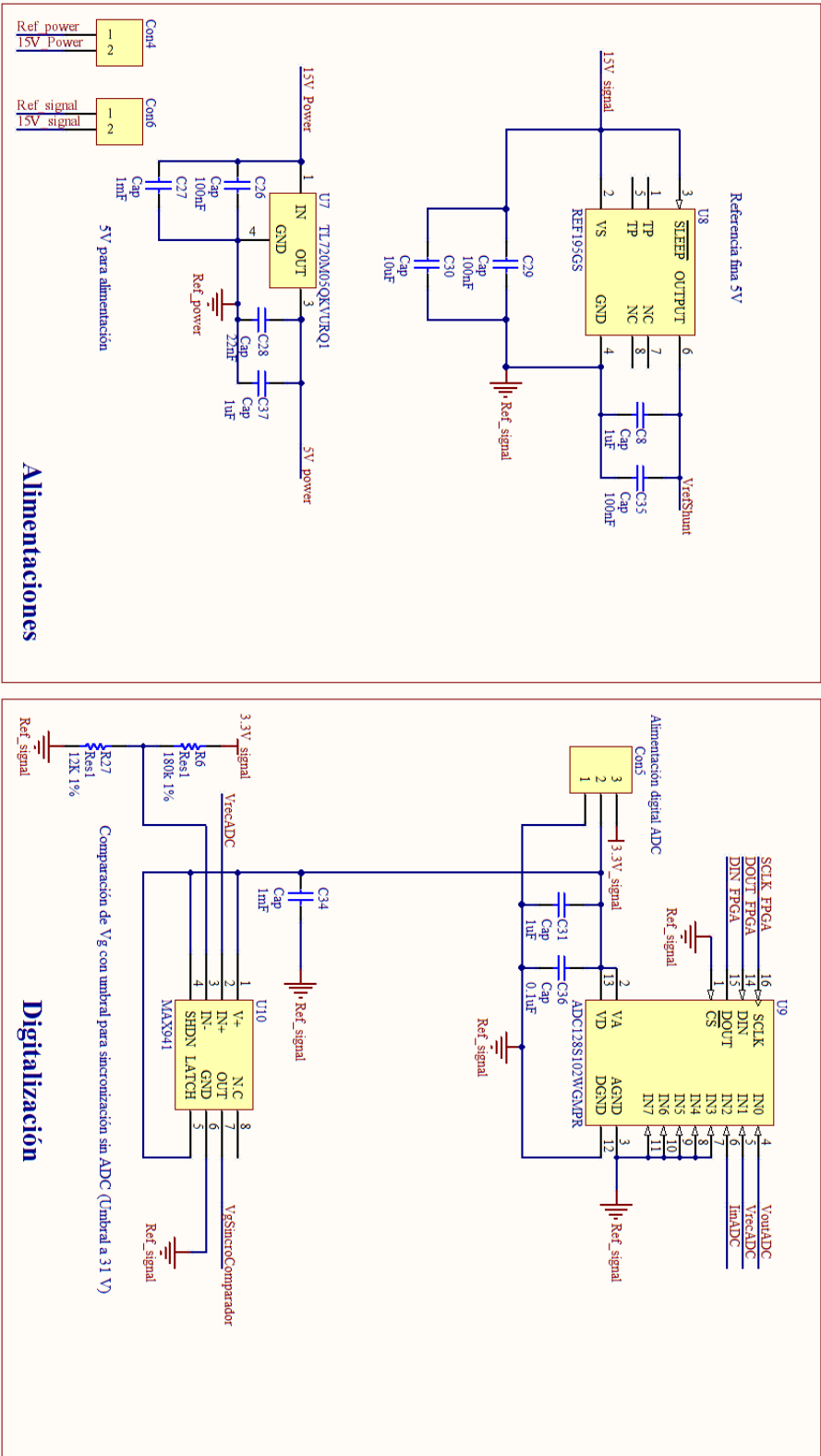
Sensado de tensión



Sensado de corriente



Alimentación y digitalización



Anexo B: Glosario

AC/CD – Alternating Current to Direct current.

ADC – Analog to Digital Converter.

PCB – Printed Circuit Board.

DC-DC – Direct Current to Direct Current.

MOSFET – Metal-Oxide-Semiconductor Field-Reflect Transistor.

PWM – Pulse Width Modulation.

CCM - Continuous Conduction Mode.

DCM – Discontinuous Conduction Mode.

IEC – International Electrotechnical Commission.

FPGA – Field Programmable Gate Array.

IGTB – Insulated Gate Bipolar Transistor.

TFG – Trabajo Fin de Grado.

Bibliografía

- [1] R. Erickson and D. Maksimovic, "*Fundamentals of Power Electronics*". Kluwer Academic, 2001.
- [2] A. Sánchez, "Aportaciones mediante implementación basada en sistemas embebidos al control digital de convertidores conmutados", Universidad Autónoma de Madrid, jun 2013.
- [3] A. García Talón, "Control digital de fuentes de alimentación", Universidad Autónoma de Madrid, abril 2009.
- [4] Vishay Semiconductors, VS-15ETL06P Datasheet, Jan 2012.
<http://www.vishay.com/docs/94004/15etl06p.pdf>
- [5] Vishay Siliconix, SiHG30N60E datasheet, June 2014.
<http://www.vishay.com/docs/91455/sihg30n60e.pdf>
- [6] Avago Technologies, HCPL-3120 datasheet, Oct 2013.
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-0161EN>
- [7] Vishay General Semiconductor, GBPC12 datasheet, feb 2014.
<http://www.vishay.com/docs/88612/gbpc12.pdf>
- [8] Avago Technologies, HCPL-7510-500E datasheet, Apr 2009.
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-0951EN>
- [9] Avago Technologies, ACPL-C87A-000E datasheet, Mar 2013.
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-3563EN>
- [10] Texas Instruments, ADC128S102WGMPR datasheet, 2013.
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc128s102qml-sp.pdf>
- [11] Maxim, MAX941 datasheet, 2009.
<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX941-MAX944.pdf>
- [12] A. Sanchez, A. de Castro, V. M. Lopez, F. J. Azcondo & J. Garrido, "Single ADC Digital PFC Controller using Pre-calculated Duty Cycles", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 996-1005, feb 2014.
- [13] Texas Instruments, TL720MO5-Q1 datasheet, 2013.
<http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/tl720m05-q1.pdf>
- [14] Analog Devices, REF195GS datasheet, 1999.
<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/analogdevices/REF195GRU.pdf>

